ELEF.

Física del Estado Sólido.

$Si: 3s^2 3p^2$ $4e^-$ de Valencia. (enlaces covalentes)

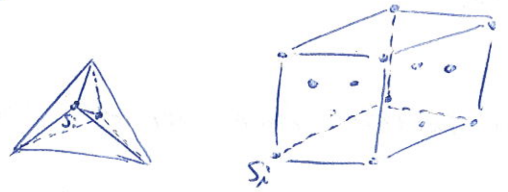
Grupo 4A

C — buen aislante (Diamante)
Si } semiconductor
Ge }
Sn — conductor

Tienen la misma estructura en la última capa.

No se puede fijar el comportamiento eléctrico a partir de la estructura electrónica de la última capa.

Si puro cristalino:



$5 \cdot 10^{22} \frac{at.}{cm^3}$

Criterio de Impurezas

· Concentración de Impurezas máximas

- activas electricamente: P, As, B, Sb, In

$[\ ] < 10^{14} \frac{at.}{cm^3}$

- inactivas electricamente:

$[\ ] \sim 10^{18} \frac{at}{cm^3}$

Teoría de las bandas de energía de los cristales

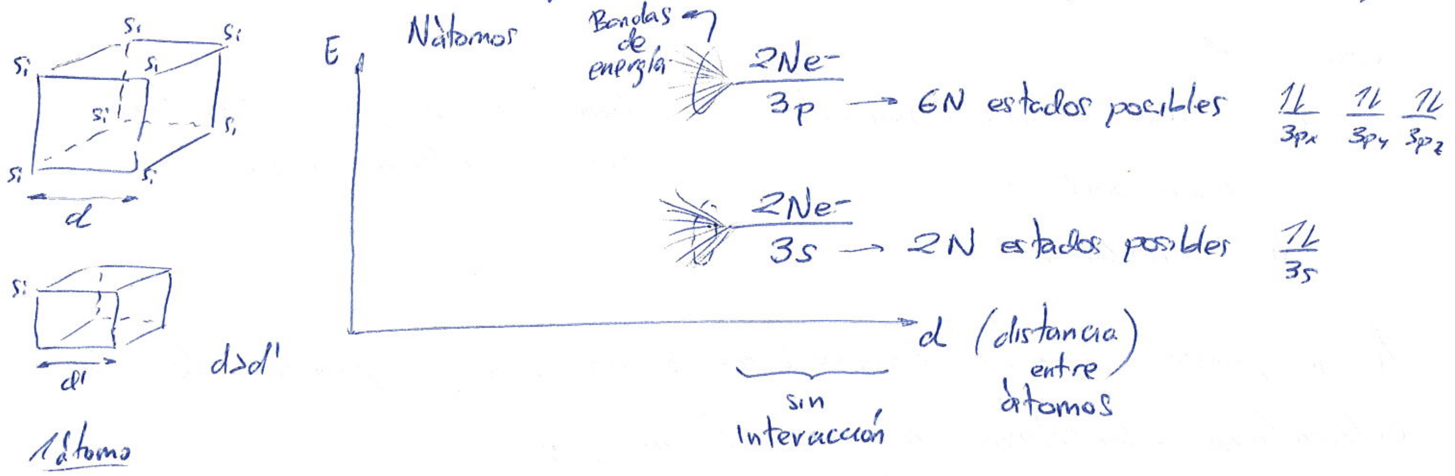
En un átomo libre, los e- tienen diferentes niveles de energía (capas)

ESTADOS

1. Para N átomos suficientemente alejados sigue siendo válido, pues los átomos no interaccionan entre ellos.

2. Si los átomos se van acercando, estando distribuidos según la estructura cristalina, empezarán a interaccionar entre ellos.

A mayor E, e⁻ más alejados del núcleo (menos ligados al núcleo)

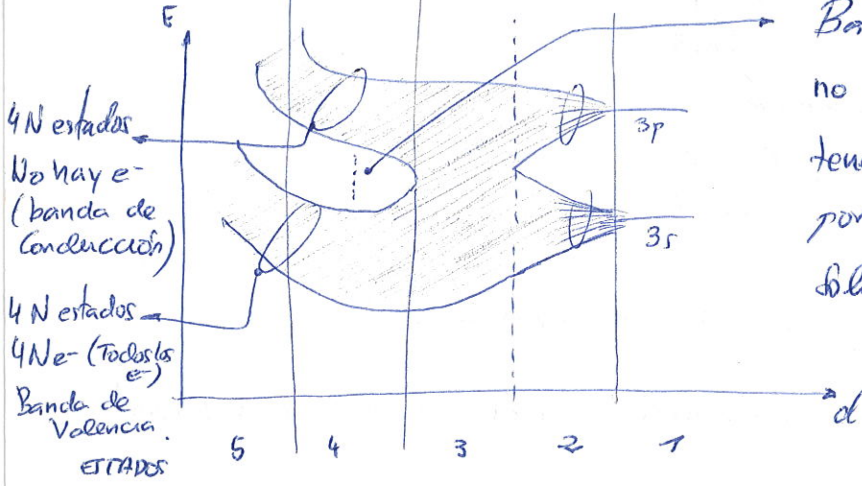


1 átomo

- Si: en el orbital 3p hay 2e⁻ para 6 estados posibles y en el orbital 3s hay 2e⁻ para los 2 estados posibles.

Principio de exclusión de Pauling: 2e⁻ no pueden tener en el mismo estado electrónico.

Por Pauling se diferencian los estados (los estados cogen diferentes niveles de energía)

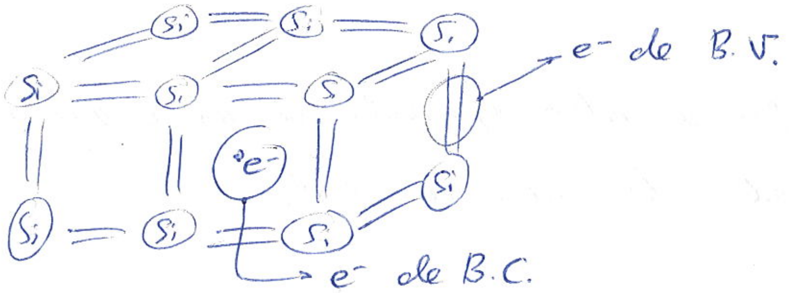


Banda prohibida o GAP: los e⁻ no pueden estar aquí, no pueden tener estos niveles de energía, porque no hay estados. No hay soluciones de ec. Schrodinger

3. Comportamiento tipo conductor: los át. están suficientemente cercanos.

4. Banda de Valencia: e⁻ fuertemente ligados al núcleo y a la estructura cristalina. Forman el enlace covalente.

Banda de Conducción: a Temperatura baja no hay e⁻ en esta banda, ligado por fuerzas débiles al núcleo.

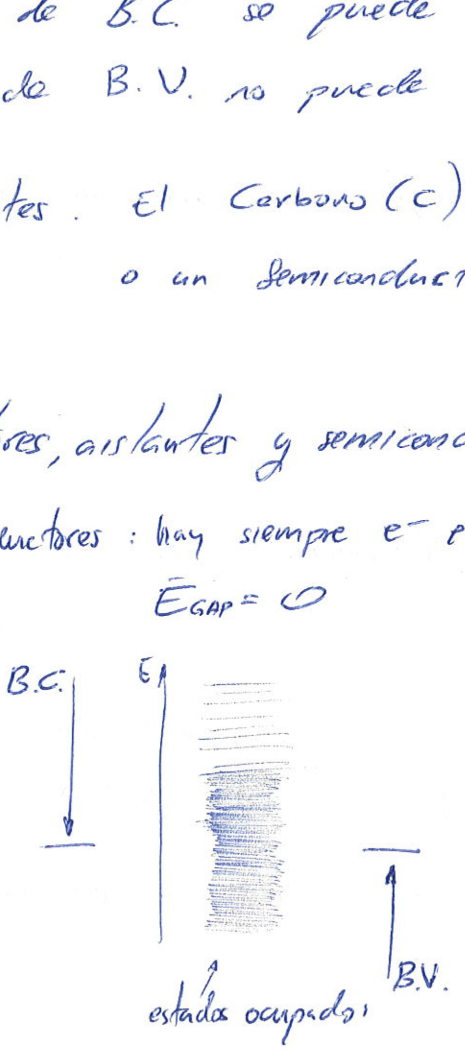


El e⁻ de B.C se puede mover facilmente. Ser movido por $\bar{E}$.
El e⁻ de B.V. no puede ser arrancado por $\bar{E}$. (energía)

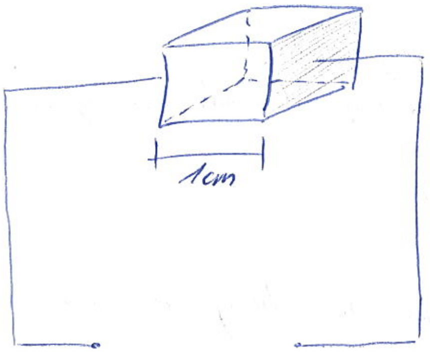
5. Aislantes. El Carbono (C) → diamante se diferencia de un conductor o un semiconductor al tener el GAP mayor.

Conductores, aislantes y semiconductores:

- Conductores: hay siempre e⁻ en B.C. ⇒ puede conducir normalmente.
  $E_{GAP} = 0$

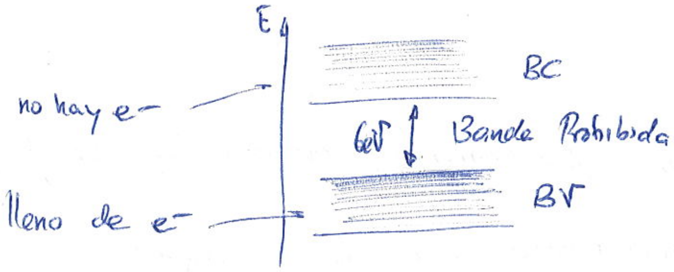


$\rho = 10^{-5}$ a 10^{-6} $\Omega \cdot m^{-1}$



$R = \rho \cdot \frac{l}{A} = 0'00001 \, \Omega$

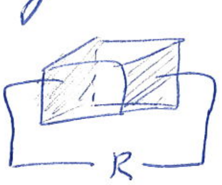
- Aislantes: la B.C. y la B.V. se hallan separadas por un G.A.P o banda prohibida 'grande', del orden de 6 eV.



C → diamante

la agitación térmica no da suficiente energía para que un número apreciable de e⁻ lleguen a la B.C.

$\rho = 10^{18} \frac{\Omega}{cm}$



$R = 10^{12} \, M\Omega$

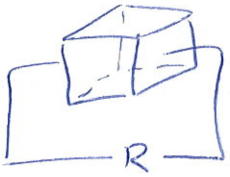
El campo eléctrico no da suficiente energía para que los e⁻ salten de BV a BC.

- Semiconductores: presentan $E_g \simeq 1eV$. → $E_{g\,Si} = 1'1 \, eV$, $E_{g\,Ge} = 0'7 \, eV$

El Ge presenta mayor facilidad para que los e⁻ salten a BC.

A temperaturas bajas hay pocos e⁻ en BC, los semiconductores son aislantes o poco conductores.

$\rho(T^a \text{ medias}) = 10^5 \text{ a } 10^{-3} \frac{\Omega}{cm}$



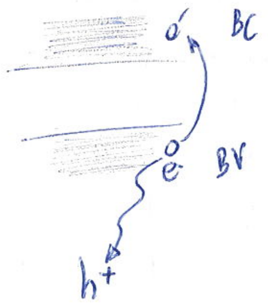
$R = \rho \frac{l}{S} = 100 k\Omega$

• Conducción Intrínseca: (Si sin impurezas)

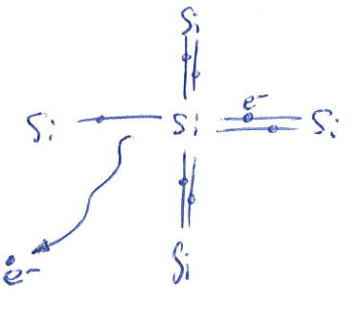
Sc. intrínseco: sin impurezas y de estructura perfectamente cristalina.

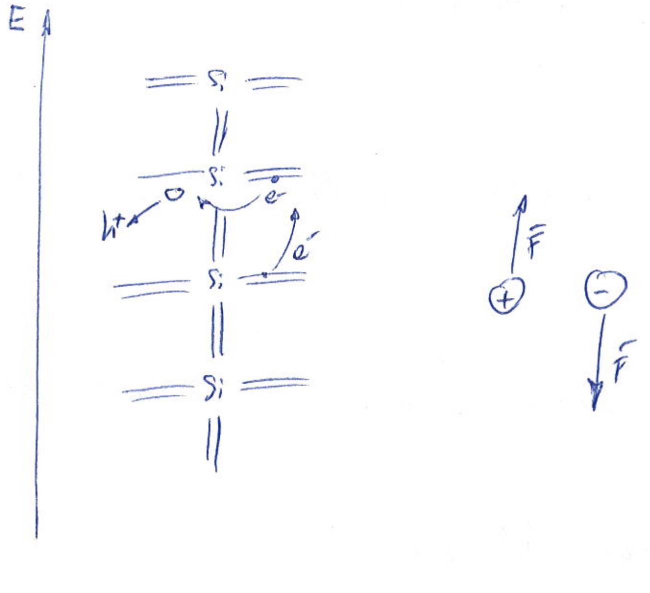
Semiconductor

2 tipos de conducción → por e⁻ / → por h⁺ huecos



La conducción es debida al e⁻ en BC.



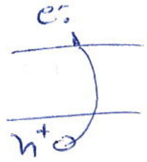


Al haber un hueco en la B de V (enlace covalente) los otros e⁻ que forman la malla saltan para ocupar ese hueco (h^+) libre creando una corriente eléctrica.

En un s.c. intrínseco: $n = p$

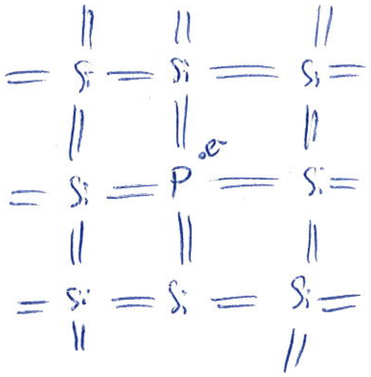
n = concentración de e⁻ de conducción

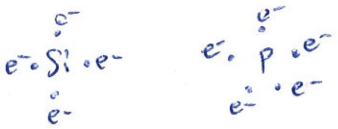
p = concentración de huecos

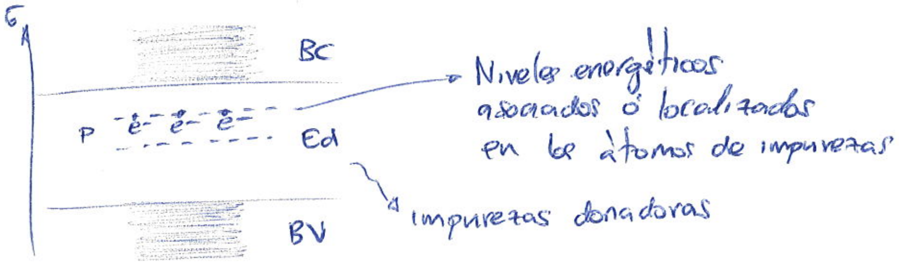


· Conducción extrínseca:

S.C con impurezas







Por requerir poca energía los e⁻ saltarán a BC con facilidad.

- Semiconductor de tipo N

Impureza (P): dopante, por proporcionar e⁻ es llamado <u>donador</u>

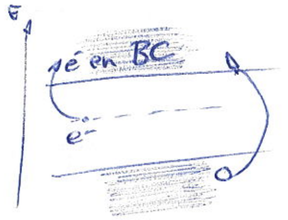
Seguirá habiendo conducción por h^+ y e⁻.

$n > p$ $\quad n = \dfrac{\text{nº e}^- \text{ libres}}{cm^3} = \dfrac{\text{nº de impurezas ionizadas}}{cm^3} + \dfrac{\text{nº de enlaces covalentes rotos}}{cm^3}$

n(s.c. intrínseco)

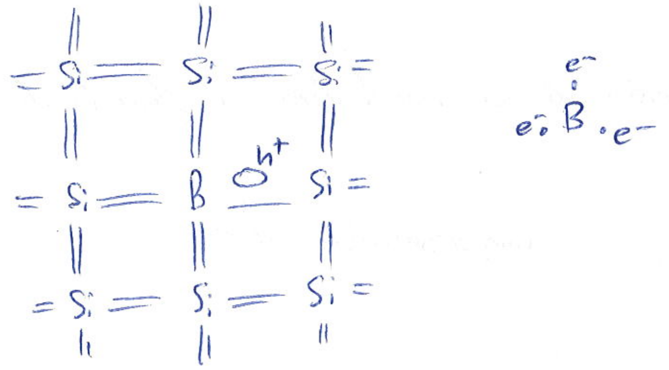
$n(\text{sc. intrínseco}) = \frac{\text{nº enlaces covalentes rotos}}{cm^3}$

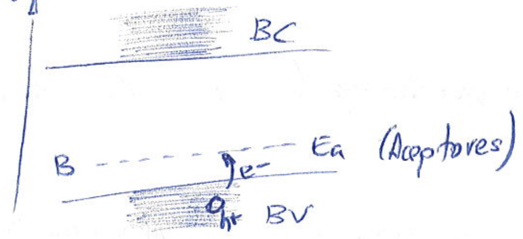
$p = \frac{\text{nº enlaces covalentes rotos}}{cm^3}$



Si la concentración de impurezas es muy elevada, el semiconductor se comporta diferente, es un s.c. degenerado.

- Semiconductor tipo P





Impureza aceptadora.

- La Impureza aceptadora es un átomo trivalente (p.ej: B, Ga) que tiene un e- menos que el silicio en la capa más externa.
Con un pequeño aporte de E será posible que un e- de enlace covalente, rompa su enlace para completar el enlace vacante de la impureza.
El e- del enlace covalente de Si desaparecido, deja un hueco que contribuirá a la corriente en el s.c.
Se nos ha formado un ión negativo fijo en la red, y un hueco h⁺, se mantiene neutralidad de carga.

n ← enlaces covalentes rotos

p ← " " "
p ← impurezas ionizadas

En el caso que existan los dos tipos de impurezas:

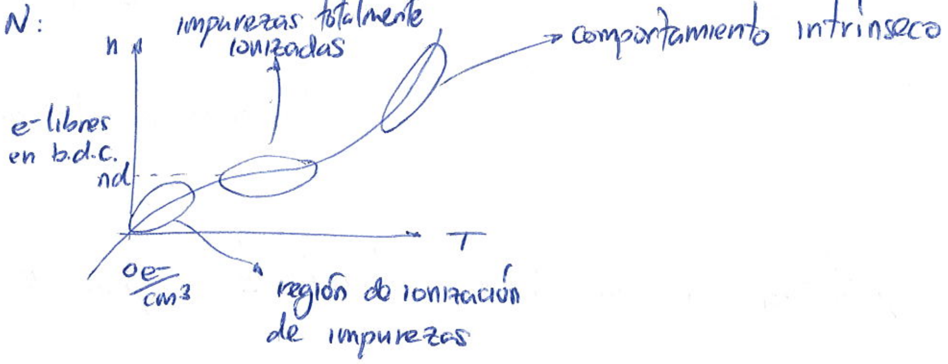
n = enlaces covalentes rotos + ionización de impurezas donadoras

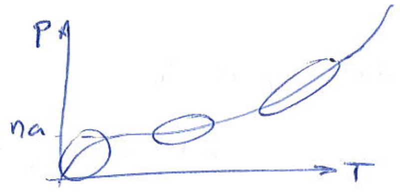
p = enlaces covalentes rotos + ionización de impurezas aceptoras

} → no coinciden con los valores de los 2 casos anteriores

<u>Comportamiento de la concentración de los portadores en función de la Temperatura</u>

SC tipo N:





(idem las regiones)

<u>Generación y Recombinaciones:</u>

1. Generación: Se presenta en cualquier SC a $T > 0°K$ es el proceso de formación e^- y h^+

- def: G = Velocidad de generación de pares e^-, h^+ / $cm^3 \cdot s$ = $\frac{\text{enlaces rotos}}{[V] \cdot [t]} = \frac{1}{cm^3 \cdot s}$

  ↑ Volumétrica

- T ↑ G ↑

- Puede existir generación debida a causas externas:

· Luz: los e⁻ pueden adquirir la energía necesaria para llegar a BC de fotones. Ej. células solares ó fotodiodos, es necesario que el fotón → Energía > E_g

· mecanicas.

Así pues:

Generac. Térmica (presente en todo SC)

$$G_{TOT} = G_{Th} + G_{ex}$$

exterior (causas exteriores)

2. Recombinaciones:

Un electro que pasa de b.d.c a la b.d.v., el e⁻ pierde E.
Es una tendencia natural de todos los SC
La perdida de energía puede venir dada por:

· Emisión de fotones (luz), laser óptico.
· Energía mecánica.
· Energía témica.

- def: R: $\dfrac{\text{velocidad de recombinación de pares}}{\text{VOLUMEN}} = \dfrac{\text{nº enlaces reconstruidos}}{\text{unidad vol. x unidad tiempo}} = \dfrac{1}{cm^3 \cdot s}$

- R depende: - la naturaleza del SC
 - T
 - n y p

* las impurezas pueden favorecer la recombinación.

1.1.2. LEY DE ACCION DE MASAS Y DE NEUTRALIDAD DE CARGA

$n = \dfrac{e^-}{cm^3}$ $p = \dfrac{h^+}{cm^3}$

Def: EQUILIBRIO TÉRMICO: estado al que llega un SC en que:
- T cte (temperatura)
- $G_{ex} = 0$ no haya generación externa de e⁻ ni h^+
- n y p ctes en el tiempo, pero no necesariamente homogeneas.

el ET es un equilibrio dinamico: hay G y R

$n(x) = cte(t)$ }
$p(x) = cte(t)$ } $\Rightarrow G = R = G_{Th}$

G_i }
R_i } Son G y R en SC intrinseco

Para el SC $n = p = n_i(t)$
→ depende de T y material semiconductor

$n \cdot p = n_i^2(T) = A T^3 e^{-E_{go}/kt}$

- A: cte. del Material
- E_{go}: ancho de bda prohibida 0°K $\neq E_g(298°K)$
- k: cte de Boltzmann
- T en °K

SILICIO: $n_i^2(t) = 1'5 \cdot 10^{33} T^3 e^{-1400/T} cm^{-6}$

GERMANIO: $n_i^2(t) = 3'1 \cdot 10^{32} T^3 e^{-1100/T} cm^{-6}$

} $n_i^2(t)$ es creciente con la temperatura.

En equilibrio térmico $\boxed{nP = n_i^2(T)}$ vale ∀ SC (INTRINSECO)
LEY ACCION DE MASAS

En el caso de un SC DEGENERADO $n_i^2(T)$ toma otros valores.

<u>LEY DE NEUTRALIZACION DE LA CARGA:</u>

La carga neta en el cristal SC debe ser cero. $\Longleftrightarrow \int_V \rho(x)\, dV = 0$ → $\rho(x) = 0$

Nd: concentración de impurezas donadoras

Na: " " " aceptoras

n: e^- libres

p: h^+

Suponiendo que se han ionizado las impurezas:

Carga positiva { h^+ ; $= P^+ =$ — donador

Carga negativa { n ; $= B^- =$

Considerando neutralidad en todo el volumen del cristal:

$$n \cdot q \cdot V + N_a \cdot q \cdot V = p \cdot q \cdot V + N_d \cdot q \cdot V$$

$\frac{e^-}{V}$ ← carga − total ; carga + TOTAL

LEY DE NEUTRALIDAD DE CARGA: $\boxed{N_d + p = N_a + n}$; $\boxed{np = n_i^2}$ — N_a, N_d, $n_i^2(t)$ → n, p

CARGAS +		CARGAS −	
p	h^+/cm^3	n	e^-/cm^3
Nd	iones + fijos	Na	ionizados fijos −

$q = 1'6 \cdot 10^{-19} C$

$$N_d + \frac{n_i^2}{n} = N_a + n$$

$$N_d n + n_i^2 = N_a n + n^2$$

$$n^2 + (N_a - N_d)n - n_i^2 = 0$$

$$n = \frac{(N_d - N_a) \pm \sqrt{(N_d - N_a)^2 - 4n_i^2}}{2}$$ (signo + para n.)

$$p = \frac{n_i^2}{n}$$

$$p = \frac{(N_a - N_d) + \sqrt{(N_d - N_a)^2 - 4n_i^2}}{2}$$

Casos particulares:

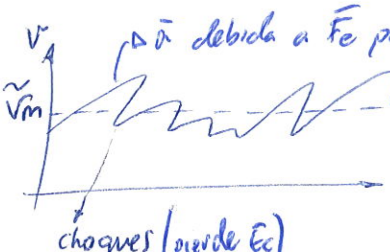
1. tipo N: si $N_d - N_a \gg 2n_i$ $(N_d \gg N_a)$ $\Longrightarrow n = \frac{N_d - N_a \pm (N_d - N_a)}{2}$ (signo + para n) ; $n \neq 0$, $n = N_d - N_a$; $\boxed{n \simeq N_d}$ $\boxed{p = \frac{n_i^2}{N_d}}$

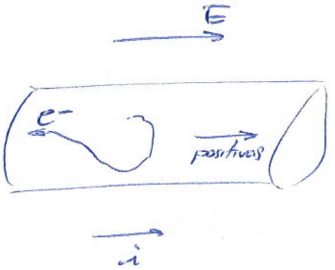
   raramente $N_d \propto N_a$; $N_d - N_a \approx N_d$ pues $N_d \gg N_a$ (sc tipo N)

2. tipo P: si $N_a - N_d \gg 2n_i$ $(N_a \gg N_d)$ $\Longrightarrow$ $\boxed{p \simeq N_a, \quad n \simeq \frac{n_i^2}{N_a}}$

1.2 CONDUCTIVIDAD, CONDUCCION EN SEMICONDUCTORES

Corriente arrastre:



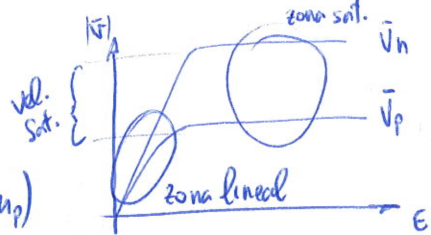


$T \uparrow \Rightarrow \mu \downarrow$, más choques ⇒ menor tiempo para acelerar

En zona lineal: $(v \propto E)$

$V_n \equiv \tilde{v}_m = \mu_n \cdot E$ → movilidad de los e^- (μ_n)

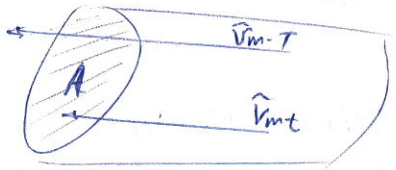
$V_p \equiv \tilde{v}_m = \mu_p \cdot E$ → " " " huecos: (μ_p)



$\bar{v}_n > \bar{v}_p$ pero órdenes de magnitud iguales.

Para hallar la corriente en SC (para los e-)

$$I = \int_0^T Q \cdot dt$$



$Q = n \cdot A \cdot \tilde{v}_n \cdot t \cdot q$

$I = n \cdot A \cdot \tilde{v}_n \cdot q$

$J = \frac{n \cdot A \cdot \tilde{v}_n}{A} \cdot q$

$J = n \cdot \tilde{v}_n \cdot q$

$\vec{J} = n \cdot q \cdot \mu_n \cdot \vec{E}$ ← densidad de corriente, campo eléctrico.

$\bar{V}_n = -\mu_n \cdot \bar{E}$

$\bar{V}_p = \mu_p \cdot \bar{E}$

Def: $J \equiv$ densidad superficial de corriente ; $J = \frac{I}{S} = \frac{A}{cm^2}$

Def: la dirección de $\vec{J}$ es normal de la superficie A

Para los huecos la misma expresión: $\vec{J} = p \cdot q \cdot \mu_p \cdot \bar{E}$

$$\vec{J}_{TOTAL} = \vec{J}_n + \vec{J}_p = n \cdot q \cdot \mu_n \cdot \bar{E} + p \cdot q \cdot \mu_p \cdot \bar{E}$$

$$\boxed{\vec{J}_T = q \cdot (\mu_n \cdot n + \mu_p \cdot p) \cdot \bar{E}}$$

Densidad de corriente — campo electrico:

$\vec{J}_n = q \, n \, \mu_n \cdot \bar{E}$ (q = $1'6 \cdot 10^{-19}$ C)

$\vec{J}_p = q \cdot p \cdot \mu_p \cdot \bar{E}$

normalmente $\mu_p < \mu_n$ ⇒ $V_p < V_n$

$$\vec{J}_T = \vec{J}_n + \vec{J}_p = q\,(n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p)\,\bar{E}$$

↑ debida a $\bar{E}$

Ley de Ohm: $\vec{J} = \sigma \cdot \bar{E}$

$\left(I = \frac{V}{R} \right)$

$I = J \cdot S$

$V = E \cdot l$

$\frac{I}{S} = \sigma \frac{V}{l} \rightarrow I = \frac{V}{\frac{l}{\sigma \cdot S}}$; $\frac{l}{\sigma \cdot S} = R$

$R = \rho \frac{l}{S}$

$\rho = \frac{1}{\sigma}$

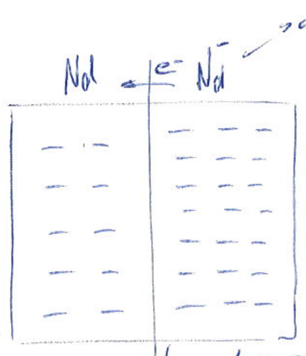
$\sigma = q\,(n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p)$ CONDUCTIVIDAD del SC

$$\boxed{\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E}}$$ LEY DE OHM

· conductividad de $e^- \equiv \sigma_n = q \cdot n \cdot \mu_n$

· conductividad de $h^+ \equiv \sigma_p = q \cdot p \cdot \mu_p$

CORRIENTE DE DIFUSIÓN

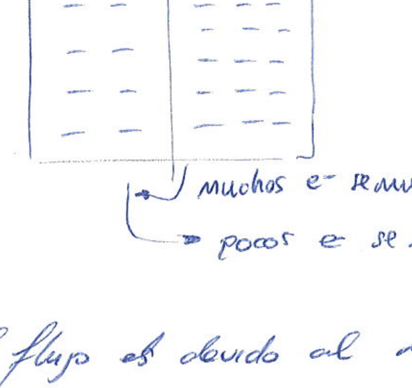


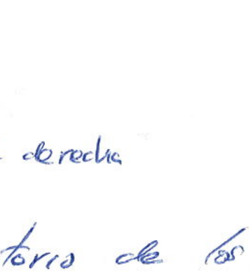
→ muchos e- se mueven a izquierda
→ pocos e se mueven hacia la derecha

· el flujo es debido al movimiento aleatorio de los portadores.

· no es debido a repulsión eléctrica entre los portadores.

En caso de que ∃ repulsión, se tendría en cuenta a través de $\bar{E}$, su efecto estaría incluido en la corriente de arrastre.





· Consideramos el flujo de e^- proporcional a $\frac{dn}{dx}$, como una aproxima

$$\text{flujo} \propto \frac{dn}{dx} \qquad \boxed{I_{dn} = q \cdot D_n \cdot \frac{dn}{dx}}$$ → válido para el caso unidimensional: $n(x)$

difusión e- ; cte. de prop. difusividad

para el caso tridimensional (3D): $n(x,y,z)$

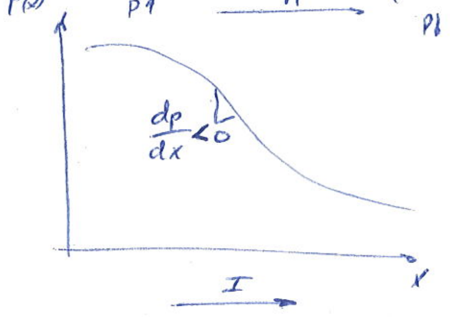
$$\boxed{\vec{J}_{dn} = q \cdot D_n \cdot \vec{\nabla} n}$$ Fórmula de Flick

↳ Gradiente: $\vec{\nabla} n = \left(\frac{dn}{dx}, \frac{dn}{dy}, \frac{dn}{dz} \right)$

$$\vec{J}_{dn} = q \cdot D_n \cdot \frac{dn(x)}{dx}$$

difusión de huecos:

(muchos) $p\uparrow$ —— h^+ ——→ (pocos) $p\downarrow$



$$\vec{J}_{dn} = q \cdot D_n \cdot \frac{dn(x)}{dx}$$

$$\vec{J}_{dp} = -q \cdot D_p \frac{dp(x)}{dx} \longrightarrow \vec{J}_{dp} = -q \cdot D_p \cdot \vec{\nabla}_p(x,y,z)$$

cte. de difusión o difusividad

los e^- y h^+ se mueven en la dirección en que su concentración varía más.

Unidades:

$$\frac{Q}{T \cdot L^2} = Q \cdot [D_p] \frac{1/L^3}{L}$$

$$[D_p] = \frac{L^2}{T} \qquad \frac{cm^2}{s}$$

L: longitud (cm^2)
T: tiempo (s)

Ex: Disponemos de una barra de Si de 1cm de longitud y 1mm² de sección recta. A la temperatura de 20°C, hallar la concentración de huecos y de electrones y determinar la resistencia de la barra en los siguientes casos:

a) Semiconductor intrínseco

b) la barra se ha dopado con impurezas aceptoras con una concentración de $2 \cdot 10^{14}$ cm y concentraciones despreciables de donadores.

c) repetir para T^a = 125 °C

Datos: $n_i(T) = 3'87 \cdot 10^{16}\, T^{3/2} \cdot e^{-7000/T}\ cm^{-3}$

$\mu_n(T) = 2'1 \cdot 10^{9} \cdot T^{-2'5}\ \frac{cm^2}{V \cdot S}$

$\mu_p(T) = 2'3 \cdot 10^{9} \cdot T^{-2'7}\ \frac{cm^2}{VS}$

a) SC INTRINSECO:

$n^2 = n_i^2(T) \quad np = n_i^2(T)$

$n = p = n_i = 3'87 \cdot 10^{16}\,(273+20)^{3/2} \cdot e^{-7000/293} = 8'173 \cdot 10^9\ cm^{-3}$

$\sigma = q\,(n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p)$

SC INTRINSECO: $\sigma_1 = q\, n_i\,(\mu_n + \mu_p) = 1'6 \cdot 10^{-19}\ C \cdot 8'173 \cdot 10^9\ cm^{-3} \left(1429\ \frac{cm^2}{V \cdot S} + 505\ \frac{cm^2}{VS}\right) =$

$= 2'53 \cdot 10^{-6}\ \frac{1}{cm \cdot \Omega}$

$\rho = \frac{1}{\sigma} = 395'8 \cdot 10^3\ \Omega \cdot cm$

$R = \rho \frac{l}{S} = 395'8 \cdot 10^3\ \Omega\, cm\ \frac{1cm}{(0'01cm)^2} = 39'58 \cdot \cancel{10^6}\ M\Omega$

Resistencia molt gran per ser Silici intrinsec.

b/ Impureses aceptores amb $N_a = 2 \cdot 10^{14}$ cm^{-3} $[Si] = 5 \cdot 10^{22}$
sc extrinseco.

$N_a - N_d \simeq N_a = 2 \cdot 10^{14} \gg 2 n_i \Longrightarrow$ és vàlid: $p \simeq N_a = 2 \cdot 10^{14}$ cm^{-3} (majoritaris)

N_d → es despreciable ← ($2 \times 8'173 \cdot 10^9$ cm^{-3})

$n \simeq \frac{n_i^2}{p} = 3'34 \cdot 10^5$ cm^{-3} (minoritaris)

$\sigma = q(n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p) = 16'1 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega \cdot cm}$ ($n \cdot \mu_n \to 0$)

hay pocos e⁻ en comparacion
a los huecos $n \ll p$

$\rho = \frac{1}{\sigma} = 62'1\ \Omega \cdot cm$ $R = \rho \frac{l}{S} = 62'1 \cdot \frac{1 cm}{0'01 cm^2} = 6'21\ K\Omega$

↑ Por N_a, $R \downarrow\downarrow$

c/ Repetir para $T = 125$ ºC

$n_i(T) = 3'87 \cdot 10^{16} \cdot (398)^{3/2} \cdot e^{-7000/398}$ cm^{-3} $= 7'1 \cdot 10^{12}$ cm^{-3}

Silicio intrinseco $n = p = n_i = 7'1 \cdot 10^{12}$ cm^{-3}

$\mu_n = 664'5 \frac{cm^2}{Vs}$
$\mu_p = 219'8 \frac{cm^2}{Vs}$
$T \uparrow \Rightarrow \mu \downarrow$

$\sigma = q \cdot n_i(\mu_n + \mu_p) \simeq 10^{-3} \frac{1}{\Omega cm}$ $\rho_i = \frac{1}{\sigma_i} = 10^3\ \Omega cm$

$R = \rho \frac{l}{S} = 10^3\ \Omega cm \frac{1 cm}{0'01 cm^2} = 100\ K\Omega$ antes a 25ºC → $R = 39'58\ M\Omega$

R ha disminuido fuertemente por $T \uparrow$.

Caso extrinseco:

Se cumple que $N_a - N_d \gg 2 n_i$ ⟹ $p \simeq N_a = 2 \cdot 10^{14}$ cm^{-3}

($N_a - N_d \to 2 \cdot 10^{14}$, $2n_i \simeq 10^{12}$)

$n \simeq \frac{n_i^2}{p} = \frac{(7'1 \cdot 10^{12} cm^{-3})^2}{2 \cdot 10^{14} cm^{-3}} = 2'5 \cdot 10^{11}$ cm^{-3} $\ll$

$\sigma = q(n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p) = 7'06 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega cm}$ $\rho = \frac{1}{\sigma} = 141'6\ \Omega \cdot cm$

($n \cdot \mu_n$: n_0 desp.)

$R = 14'16\ k\Omega$ · con el aumento de la temperatura, la Resistencia también pues p se mantuvo cte. y $\mu_p \downarrow$ por $T \uparrow$.

- En general:

SC INTRINSECO $T \uparrow \Rightarrow \rho \downarrow$

SC EXTRINSECO $T \uparrow \Rightarrow \rho \uparrow$

DENSIDAD DE CORRIENTE TOTAL. RELACION DE EINSTEIN

$\vec{J}_{Tp} = \vec{J}_{ap} + \vec{J}_{dp} = q \cdot p \cdot \mu_p \cdot \vec{E} - q \cdot D_p \cdot \vec{\nabla} p$ para huecos

$\vec{J}_{Tn} = \vec{J}_{an} + \vec{J}_{dn} = q \cdot n \cdot \mu_n \cdot \vec{E} + q \cdot D_n \cdot \vec{\nabla} n$ para e-

$\Rightarrow$ corriente total $\vec{J}_T = \vec{J}_{Tn} + \vec{J}_{Tp}$

$$\vec{J}_T = \vec{J}_{Tn} + \vec{J}_{Tp} = \underbrace{q(p \cdot \mu_p + n \cdot \mu_n)\vec{E}}_{\text{arrastre}} + \underbrace{q(D_n \cdot \vec{\nabla} n - D_p \vec{\nabla} p)}_{\text{difusión}}$$

R. de Einstein:

D_n: facilidad de movimiento aleatorio de los e-

μ_n: " " " de e- bajo un campo $\vec{E}$

entonces D_n y μ_n son proporcionales $D_n \propto \mu_n$ $\frac{D_n}{\mu_n} \propto T$

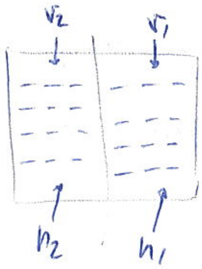
$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{kT}{q} = V_T$$ Potencial equivalente de temperatura.

(k: cte. de Boltzman: $1'38 \cdot 10^{-23} \frac{J}{°K}$; T en °K; $q \rightarrow 1'6 \cdot 10^{-19}$ C)

$$\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{kT}{q} = V_T$$

ECUACIONES DE BOLTZMAN

Relacionan las concentraciones de portadores (n, p) y tensiones $V(x)$.



$$\frac{n_1}{n_2} \longleftrightarrow V_1 - V_2$$

Supondremos que no hay acciones externas:

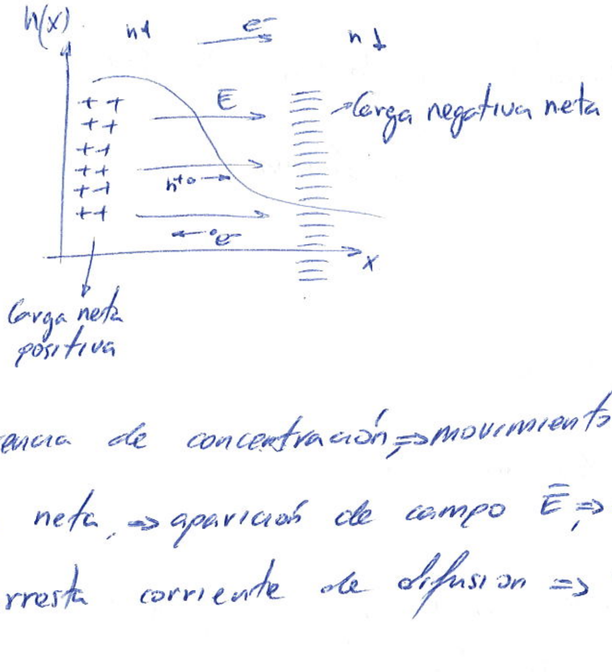
· La corriente total en el SC debe ser 0. $\vec{J}_T = 0$, no hay efectos externos: $G_{er} = 0$ (Generación exterior)

· También debe ser cero, (o nula) $\begin{cases} \vec{J}_{Tn} = 0 \\ \vec{J}_{Tp} = 0 \end{cases}$

$$\vec{J}_T = \overset{0}{\vec{J}_{Tn}} + \underset{0}{\vec{J}_{Tp}}$$

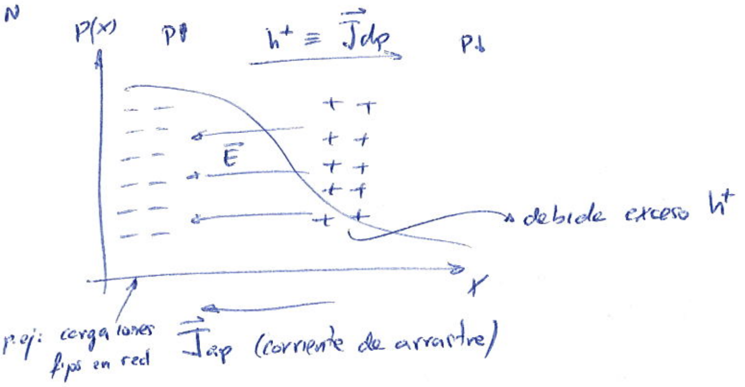
$\hookrightarrow \vec{J}_{TN} = \vec{J}_{an} + \vec{J}_{dn} \Rightarrow \vec{J}_{an} = -\vec{J}_{dN}$ (igual para $\vec{J}_{Tp}$)

para que $\vec{J}_{TN}$ sea nula.



· diferencia de concentración ⇒ movimiento de e⁻ por difusión ⇒ aparición de carga neta ⇒ aparición de campo $\vec{E}$ ⇒ aparición de corriente de arrastre ⇒ se contrarresta corriente de difusión ⇒ $\vec{J}_{Tn} = 0$ equilibrio.

S.C. P
y
S.C. N



$$\vec{J}_{Tn} = 0 = q \cdot n \cdot \mu_n \cdot E + q \cdot D_n \cdot \frac{dn}{dx}$$

$$\vec{J}_{Tp} = 0 = q \cdot p \cdot \mu_p \cdot E - q \cdot D_p \cdot \frac{dp}{dx}$$

$$\rightarrow q \cdot n \cdot \mu_n \cdot E = -q \cdot D_n \cdot \frac{dn}{dx} \qquad E = -\frac{dV}{dx}$$

$$E = \frac{-q \cdot D_n \cdot \frac{dn}{dx}}{q \cdot n \cdot \mu_n} \qquad \frac{D_n}{\mu_n} = V_T$$

$$-\frac{dV}{dx} = -V_T \cdot \frac{1}{n} \frac{dn}{dx}$$

$$V'(x) = V_T \frac{1}{n(x)} n'(x)$$

$$\int_{x_1}^{x_2} V'(x)\,dx = \int_{x_1}^{x_2} V_T \frac{1}{n(x)} n'(x)\,dx$$

$$\left[V(x)\right]_{x_1}^{x_2} = V_T \left[\ln|n(x)|\right]_{x_1}^{x_2}$$

$$V(x_2) - V(x_1) = V_T \left(\ln(n(x_2)) - \ln(n(x_1))\right) = V_T \ln \frac{n(x_2)}{n(x_1)} = V_T \ln \frac{n_2}{n_1}$$

$V(x_2) = V_2$, $V(x_1) = V_1$

$$\boxed{V_2 - V_1 = V_T \cdot \ln \frac{n_2}{n_1}} \rightarrow \boxed{n_2 = n_1 e^{\frac{V_2 - V_1}{V_T}}}$$. PARA e^-

- Condiciones de equilibrio térmico: $\begin{cases} \vec{J}_T = 0 \\ G_{ext} = 0 \end{cases}$

↑ Generación externa de e^- y h^+.

$\frac{n_2}{n_1} \longleftrightarrow V_2 - V_1$

$$J_{dp} = -J_{ap} \Rightarrow \vec{J}_{Tp} = 0 \Rightarrow \vec{J}_{Tp} = q\, p\, \mu_p E - q D_p \frac{dp}{dx} = 0$$

$$-\frac{dV}{dx} = E = \frac{D_p}{\mu_p} \frac{1}{p} \frac{dp}{dx}$$

$$-V'(x) = \frac{D_p}{\mu_p} \frac{1}{P(x)} \cdot P'(x)$$

$$-\int_{x_1}^{x_2} V'(x)\, dx = \frac{D_p}{\mu_p} \int_{x_1}^{x_2} \frac{P'(x)}{P(x)}\, dx$$

$$-[V(x)]_{x_1}^{x_2} = \frac{D_p}{\mu_p} \left[\ln (P(x))\right]_{x_1}^{x_2}$$

$$-V(x_2) + V(x_1) = \frac{D_p}{\mu_p} \left[\ln P(x_2) - \ln P(x_1)\right]$$

$V(x_2) = V_2$, $V(x_1) = V_1$, $P(x_2) = P_2$, $P(x_1) = P_1$

$\frac{D_p}{\mu_p} \to V_T$. Relación de Einstein

$$e^{\frac{V_2 - V_1}{V_T}} = \frac{P_1}{P_2}$$

$$\boxed{V_2 - V_1 = V_T \ln \frac{P_1}{P_2}} \Rightarrow \boxed{P_1 = P_2\, e^{\frac{V_2 - V_1}{V_T}}}$$. PARA H^+

Obs: Justificar acción de masas (ley).

$n \cdot p = cte$

$$n_1 p_1 = n_2\, e^{\frac{V_1 - V_2}{V_T}} \cdot p_2\, e^{\frac{V_2 - V_1}{V_T}}$$ $\boxed{n_1 p_1 = n_2 p_2}$ Válido para todo punto $\Rightarrow n \cdot p = cte.$

$V_2 - V_1$ —— no se puede medir con ningún instrumento. tampoco energía de la nada.

La Ecuación de Continuidad

Considero los fenómenos que se pueden dar simultaneamente en el S.C:

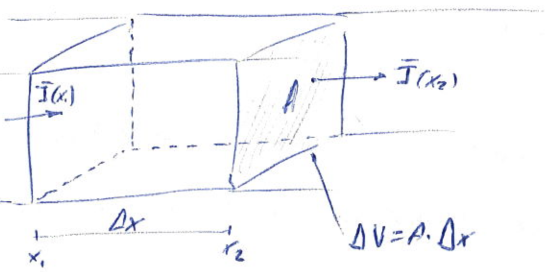
- 'G'. Generación e^- h^+ (térmica y externa)
- 'R'. Recombinación e^- h^+
- Corrientes de arrastre y difusión, debidas al propio S.C. o a cargas externas.

La solución nos proporcionará el estado del S.C:

- Concentración de portadores en función del estado y del tiempo: $p(x,t)$, $n(x,t)$
- Corrientes, campos, etc... $J_{dp} \longleftarrow \frac{dp}{dx}$

$$J, J_{dp} \longleftarrow J_a \longleftarrow E \longleftarrow \rho$$

Planteamiento de la ecuación de continuidad:



estudiamos los e^- (h^+)

pasado Δt

$$\left[\begin{array}{c}\text{variación del} \\ \text{nº de } e^- \ h^+\end{array}\right] = \left[\begin{array}{c}\text{nº de } h^+ \\ \text{generados}\end{array}\right] - \left[\begin{array}{c}\text{nº de } h^+ \\ \text{recombinados}\end{array}\right] - \left[\begin{array}{c}\text{nº de } h^+ \\ \text{que salen}\end{array}\right] + \left[\begin{array}{c}\text{nº de huecos} \\ \text{que entran}\end{array}\right]$$

variación del nº de e^- h^+ → $\Delta p \cdot \Delta V$

- Δp: variación de la densidad
- ΔV: V = cte. $\Delta \Rightarrow$ V pequeña

nº de h^+ generados → $G \cdot \Delta V \cdot \Delta t$ $\quad \left[\frac{cm^{-3}}{s}\right]$

nº de h^+ recombinados → $R \cdot \Delta V \cdot \Delta t$ $\quad$ (R: recombinación $\frac{h^+}{cm^3 \cdot s}$)

nº de h^+ que salen → $\frac{J_p(x_2) \cdot \Delta t \cdot A}{q}$

nº de huecos que entran → $\frac{J_p(x_1) \cdot \Delta t \cdot A}{q}$

$$\Delta p \cdot \Delta V = G \cdot \Delta V \cdot \Delta t - R \cdot \Delta V \cdot \Delta t + \frac{J_p(x_1) \cdot A \cdot \Delta t}{q} - \frac{J_p(x_2) \cdot A \cdot \Delta t}{q}$$

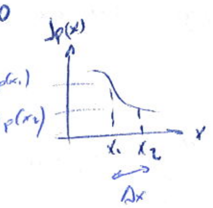
↓ dividido por Δt

$$\frac{[J_p(x_1) - J_p(x_2)]}{\Delta x} \cdot \frac{A \cdot \Delta t}{q} \cdot \Delta x$$

incremento de volumen: $\Delta V = A \cdot \Delta x$

↓ si $\Delta x \to 0$

$$-\frac{\partial J_p}{\partial x}$$



$$\frac{\partial J_p}{\partial x} = \lim_{\Delta x \to 0} \frac{J_p(x_2) - J_p(x_1)}{x_2 - x_1}$$

($x_2 - x_1$ = Δx)

$$\frac{\Delta p \cdot \Delta V}{\Delta t} = G \cdot \Delta V - R \cdot \Delta V - \frac{\partial J_p}{\partial x} \frac{1}{q} \Delta V$$

($\frac{\Delta p}{\Delta t} \to \frac{\partial p}{\partial t}$)

$$\boxed{\frac{\partial p(x)}{\partial t} = G - R - \frac{1}{q} \cdot \frac{\partial J_p(x)}{\partial x}}$$

. Ec de continuidad para h^+

- $\frac{\partial p(x)}{\partial t}$: variación de la [ ]
- $G - R$: como varía [ ] en t
- $\frac{1}{q} \cdot \frac{\partial J_p(x)}{\partial x}$: como varía [ ] debido a corrientes no uniformes.

Análogamente para e^-:

$$\boxed{\frac{\partial n(x)}{\partial t} = G - R + \frac{1}{q} \cdot \frac{\partial J_n(x)}{\partial x}}$$

. para e^-

$G = G_{ith} + G_{ext}$

G_{ith} → generación térmica

G_{ext} → debida a causas exteriores

$R = R_i + R_{ext}$ → rec. externa o intrínseca ⇒ debido a la variación de [ ] de portadores, varía la rec. (respecto al caso intrínseco)

R_i → recombinación intrínseca o interna ⇒ la que tenemos en condiciones de equilibrio

$$R_{ext} = \frac{p - p_0}{\tau_p}$$

p → $p(x,t)$

p_0 → Concentración de h^+ en equilibrio.

τ_p → tiempo de vida media de los huecos.

$G_{ith} = R_i$

$$\frac{\partial J_p}{\partial x} = \frac{\partial}{\partial x}\left(q \cdot \mu_p \cdot p \cdot E - q \cdot D_p \cdot \frac{\partial p}{\partial x}\right) = q \cdot \mu_p \cdot \frac{\partial(p \cdot E)}{\partial x} - q \cdot D_p \cdot \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}$$

$$\frac{\partial(p \cdot E)}{\partial x} = \frac{\partial p}{\partial x} \cdot E + p \cdot \frac{\partial E}{\partial x}$$

Substituyendo en la ec. cont.

$$\boxed{\frac{\partial p}{\partial t} = G_{ext} - \frac{p - p_0}{\tau_p} - \mu_p \frac{\partial(p \cdot E)}{\partial x} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}}$$

ec. de continuidad para h^+

p, G, E dependen de x y t.

$$\boxed{\frac{\partial n}{\partial t} = G_{ext} - \frac{n - n_0}{\tau_p} - \mu_n \cdot \frac{\partial(n \cdot E)}{\partial x} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2}}$$

para e^-

término debido al arrastre ($\mu_n \cdot \frac{\partial(n \cdot E)}{\partial x}$); debido a difusión ($D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2}$)

Ejemplo: Caso interés para el Tema de unión P-N.

Condiciones particulares:

1) $G_{ext} = 0$
2) condiciones estacionarias
3) El término de difusión de corriente es mayor al de arrastre
4) SC es muy largo en x.

- Condiciones estacionarias:
  - no es una situación de equilibrio térmico:
    - puede haber diferencias de T.
    - pueden haber influencias externas.
  - $n(x)$, $p(x)$, J's, E's, etc → sean ct. en el tiempo pero no necesariamente homogéneas.

$$\frac{\partial p}{\partial t} = G_{ext} - \frac{(p - p_0)}{\tau_p} - \mu_p \frac{\partial (p \cdot E)}{\partial x} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}$$

$(p - p_0) \rightarrow \Delta p$

caso 2 → $\frac{\partial p}{\partial t} = 0$; caso 1 → $G_{ext} = 0$; caso 3 → $\mu_p \frac{\partial (p \cdot E)}{\partial x} = 0$

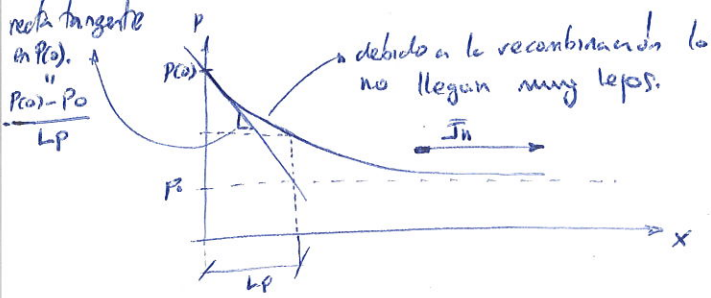
Ec. dif:

$$\frac{p - p_0}{\tau_p} = D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} \quad \xrightarrow{\text{sol:}} \quad p(x) = p_0 + \left(p(0) - p_0\right) e^{-x/L_p}$$

p_0: concentración de h^+ en el S.C. en equilibrio

$L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p}$: longitud de difusión de h^+

$p(0)$: condición de contorno de la ec. diferencial $P(x=0)$



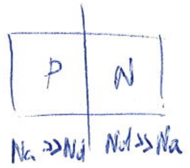
Para los e^-:

$$n(x) = n_0 + \left(n(0) - n_0\right) e^{-x/L_n}$$

- $n(0)$: concentración de e^- en $x=0$
- $L_n = \sqrt{D_n \cdot \tau_n}$ long. dif. de e^-
- $n_0 = n$ en equilibrio

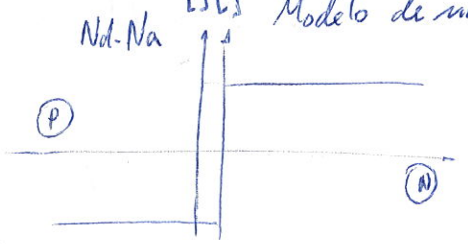
$$n(x) = \underset{x=\infty}{\text{Valor para}} + \left(\underset{x=0}{\text{Valor para}} - \underset{x=\infty}{\text{Valor para}} \right) \cdot e^{-x/L_p}$$

1.3 Unión P-N sin polarizar



2 pastillas de Si separadas

Modelo de unión abrupta:



Perfil de impurezas

Zona **P**: $Nd - Nd \gg 2n_i$

en eq. $\begin{cases} p \simeq Na = Nda \\ n \simeq \frac{n_i^2}{Na} \end{cases}$

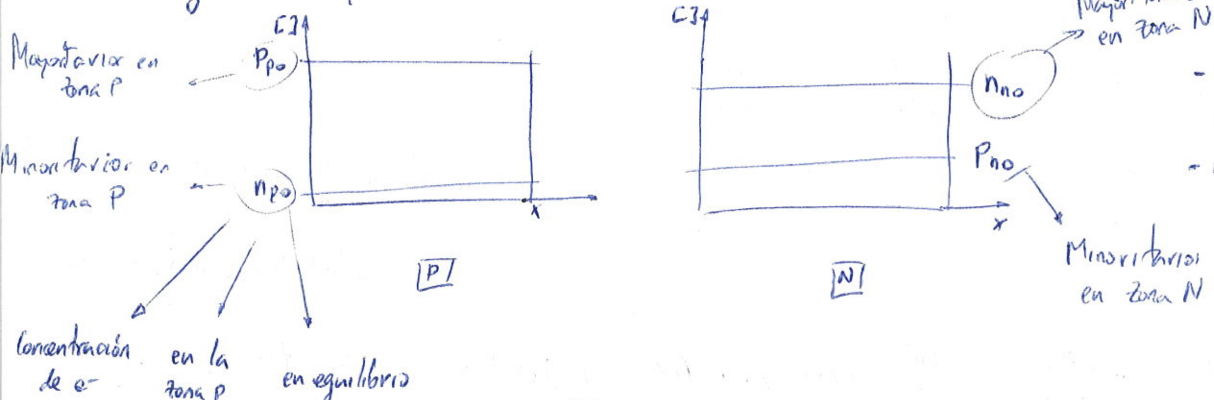
$p \gg n$ (p: mayoritarios, n: minoritarios)

zona **N**: $Nd - Na \gg 2n_i$

$n \simeq Ndn = Nd$

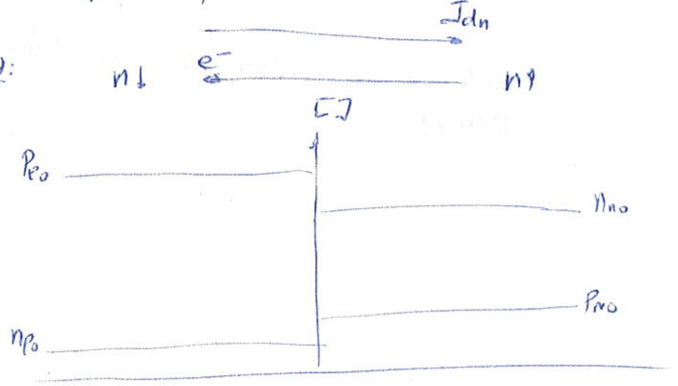
$p \simeq \frac{n_i^2}{n}$ $\quad n \gg p$

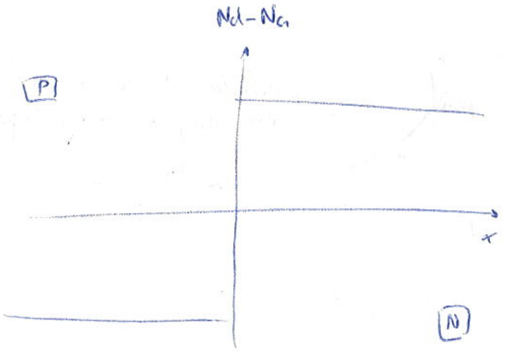
SC·P y SC·N separados:



- Condicion homogonea por estar separados.
- no están dibujadas a escala

UNION:



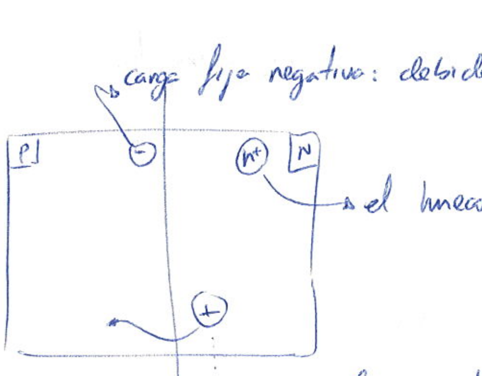


J_{dp} : Corriente de difusión debida a la diferencia de [ ].

$Nd - Na >>> 2n_i \Rightarrow n \simeq Nd$

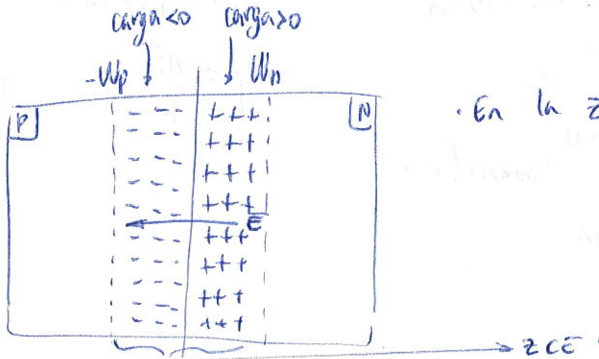
$\vec{J}_{dT} = \vec{J}_{dp} + \vec{J}_{dn}$ de [P] a [N]

Esta es una corriente de difusion de mayoritarios.



→ el hueco crea una carga positiva, debido a un exceso de portadores.

carga fija positiva debida a átomos donadores ionizados.

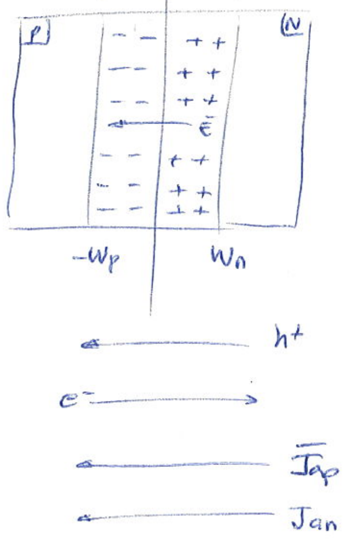


densidad de carga

· En la ZCE aparece $\vec{E}$ debido a $\rho(x) \neq 0$. $\vec{E}$ crea $\vec{J}_a$

→ zona de carga espacial: zona alrededor de la unión en que hay carga fija al descubierto

$V_p \equiv V\downarrow$ ZCE $V\uparrow \equiv V_n$ (Potenciales) → $V_p < V_n$

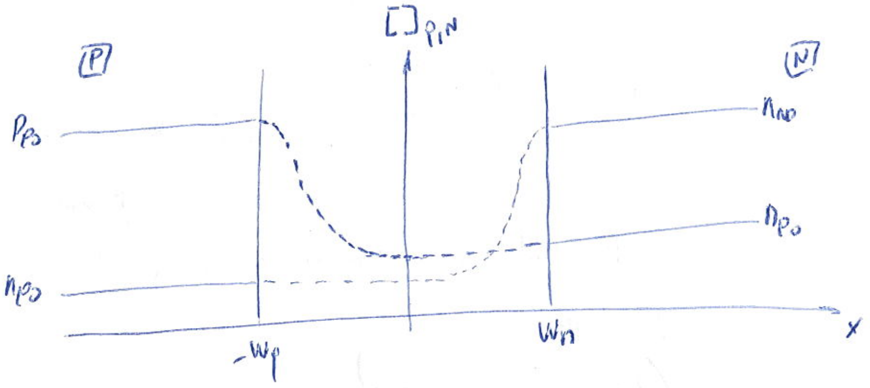


$\bar{E}$ crea una $\bar{J}_a$

$\bar{J}_{Ta} = \bar{J}_{an} + \bar{J}_{ap}$ opuesta a J_{dT}

· En equilibrio se debe cumplir

$$\left.\begin{array}{l}\bar{J}_{Tn} = 0\\ \bar{J}_{Tp} = 0\end{array}\right\} \Longleftrightarrow \begin{array}{l}\bar{J}_{an} = -\bar{J}_{dn}\\ \bar{J}_{ap} = -\bar{J}_{dp}\end{array}$$



$\rho(x) \neq 0$ en la zce

⇓

$E(x) \neq 0$ en la zce
$\neq cte.$

⇓

$V(x) \neq 0$ en la zce
$\neq cte.$

→ V_0 no se puede medir directamente por consideraciones energéticas.

· Def: Potencial de contacto o Potencial de difusión $\Big\}$ $V_0 \equiv V_n - V_p > 0$

1.3.2. Potencial de contacto (V_0)

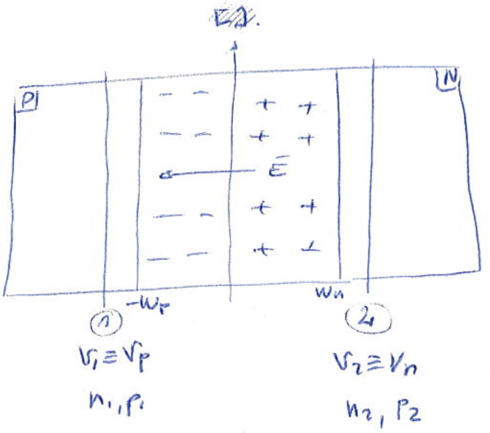
· Ecs. de Boltzmann

$V_2 - V_1 \longrightarrow P_1/P_2$ (relacionan)

Equilibrio;

Conocer V_0 (N_a, N_d)

$V_2 - V_1 = V_T \ln \frac{P_1}{P_2}$



① $V_n - V_p = V_T \ln \frac{P_{p0}}{P_{n0}}$

Según ley de acción de masas: sc eq $\Rightarrow pn = n_i^2$ en ② $P_{n0} \cdot n_{n0} = n_i^2$

$P_{n0} = \frac{n_i^2}{n_{n0}}$

② $V_0 = V_n - V_p = V_T \ln \frac{P_{p0} \cdot n_{n0}}{n_i^2}$

[N] $N_d - N_a >> 2n_i \Rightarrow n_{n0} \simeq N_d$

[P] " " $\Rightarrow P_{p0} \simeq N_a$ $\longrightarrow$ $\boxed{V_0 = V_T \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2}}$ Tensión de contacto

(zona P → N_a, zona N → N_d)

N_a, N_d son diferentes en [N] y [P] (regiones)

(N_a → [P], N_d → [N])

1.3.3 Densidad de carga en la ZCE (zona carga espacio)

· En la zona [N]: $\rho(x) = q\,[N_d + P_{n(x)} - n_{n(x)}]$ (+, +, −) ⇝ $N_d - N_a$ ↑ $\Rightarrow N_a$ despreciable

Aprox 1: por ser [N]. $P_n(x) \ll N_d$ pocos h^+ $\rho(x) \simeq q\,[N_d - n_{n(x)}]$ ⇝ $\boxed{\rho_n(x) = q N_d}$

Aprox 2: donde se pueda $n_n(x) \ll N_d$ se desprecia $n_n(x)$ supondremos se puede: $\forall x \in [-w_p, w_p]$ excepto en los extremos de la ZCE

· Análogamente utilizando las mismas aproximaciones

zona [P]: $\boxed{\rho_p(x) \simeq -q N_a}$ $-w_p < x < 0$

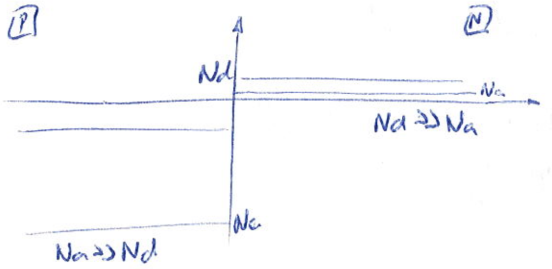
Aprox 1 + Aprox 2 } Aproximacion de vaciamiento ≡ en la ZCE no hay portadores

Neutralidad de carga ⇒ el cristal se debe ser neutro en su conjunto

carga − = carga +

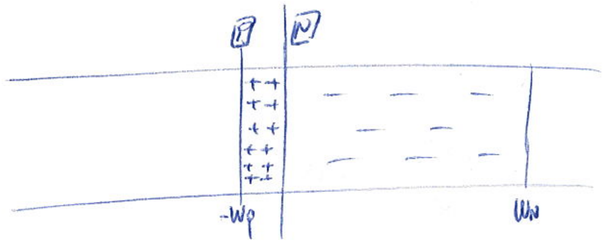
$q \underbrace{N_d}_{\text{densidad}} \underbrace{S W_n}_{\text{Volumen}} = q N_a S W_p$

$\boxed{N_d \cdot W_n = N_a \cdot W_p}$ dopados ⟷ amplit. relativa de la ZCE en [N] y [P]

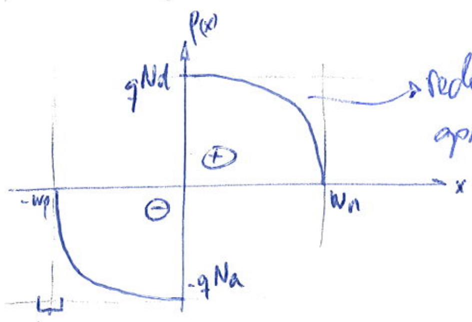


⇒ $N_a \gg N_d \Rightarrow W_N \gg W_p$

(N_a ↓ [P], N_d ↓ [N])



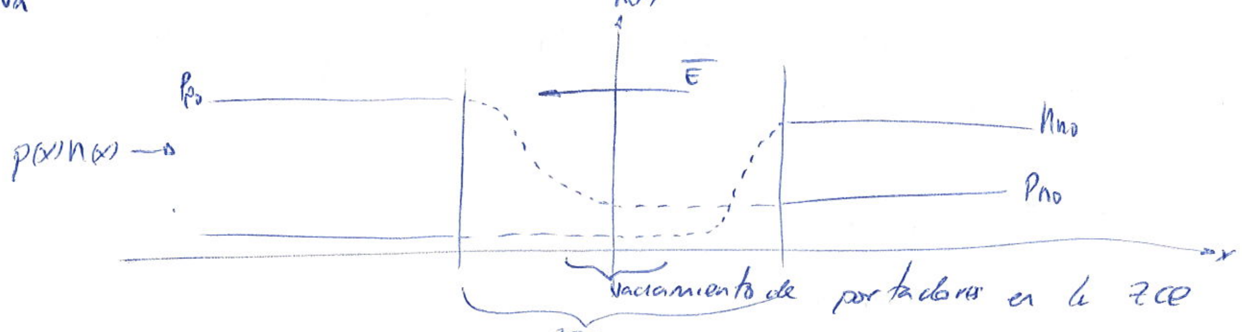
Gráficas de $\rho(x)$, $p(x)$, $n(x)$



→ redondo pues no se cumple aprox. vaciamiento en el extremo de la ZCE.

No es válida $\rho(x) = -qN_a$

ZCE $\rho(x) \neq 0$



vaciamiento de portadores en la ZCE

ZCE

1.3.4 Campo Eléctrico

Por el t.ª de Gauss: $\text{div}\ \bar{E} = \frac{\rho}{\varepsilon}$ = $\text{div}\ \bar{E}(x) = \frac{\rho(x)}{\varepsilon}$

en el caso unidimensional: $\frac{dE}{dx} = \frac{\rho}{\varepsilon}$

Así: $E(x) = \frac{1}{\varepsilon}\int \rho(x)\,dx + cte$

Cálculo de la integral

a) $x < -W_p$

$E = 0$ en equilibrio $\Rightarrow \bar{J}_{ap} = -\bar{J}_{dp}$; $\bar{J}_{an} = -\bar{J}_{dn}$

$n_{no}(x) = 0$, $p_{no}(x) = 0$ $\rightarrow \bar{J}_{dn} = 0 = q\,D_n \frac{dn}{dt}$ (= 0), $J_{dp} = 0$

$E = -V_T \frac{1}{n}\frac{dn}{dx} = \phi$

$\Downarrow$

$J_{an} = 0 = q\cdot\mu_n\cdot n\cdot E$, $J_{ap} = 0 = q\cdot\mu_p\cdot p\cdot E$ $\rightarrow E = 0$ eq $I = 0$

b) $-W_p < x \leq 0$

$E_p(x) = \frac{1}{\varepsilon}\int_{-W_p}^{x} \rho(x)\,dx = \frac{1}{\varepsilon}\int_{-W_p}^{x} -q\,N_a\,dx = -\frac{q\,N_a}{\varepsilon}(x + W_p)$

Campo E (E_p); zona (P) (p); $\rho(x) \neq 0$

$\rightarrow$ si $x = -W_p$, $E = 0$

$\rightarrow E \geq 0 \rightarrow$ campo hacia la izquierda $\leftarrow \bar{E}$

c) $x = 0$ $E = \frac{-q\,N_a}{\varepsilon} W_p = -q\frac{N_d\cdot W_n}{\varepsilon}$

(condición neutra de carga) $N_a W_p = N_d\cdot W_n$

d) zona [N] ZCE $0 < x < W_n$

$E_n(x) = \frac{1}{\varepsilon}\int_{-W_p}^{x} \rho(x)\,dx = \int_{-W_p}^{0} + \int_{0}^{x} \rho(x)\,dx = -q\frac{N_d\cdot W_n}{\varepsilon} + \frac{1}{\varepsilon}\int_{0}^{x} q\,N_d\,dx =$ (← $\frac{q\,N_d}{\varepsilon}x$)

$= \frac{q\,N_d}{\varepsilon}(x - W_n)$

$x - W_n < 0$

e) $x > W_n$, $E = 0$ por las mismas razones de a)

Obs

· $\bar{E}$ es máximo en $x=0$

$$E_{max} = E(0) = -\frac{q}{\mathcal{E}} N_a \cdot W_p = -\frac{q}{\mathcal{E}} \cdot \frac{N_a \cdot N_d}{N_a + N_d} \cdot W$$

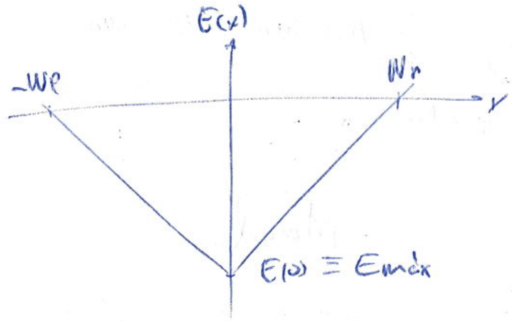
$W_p N_a = W_n N_d$

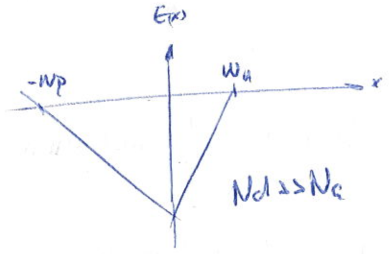
· W = ancho total de ZCE $= W_n + W_p$

$$W = \frac{W_n \cdot N_d}{N_a} + W_n = W_n \left(\frac{N_d + N_a}{N_a}\right)$$

$$W_n = \frac{N_a}{N_d + N_a} W \qquad W_p = \frac{N_d}{N_d + N_a} W$$

Gráfica de campo:





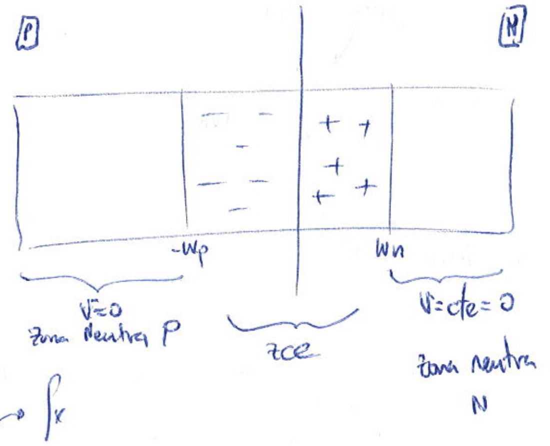
1.3.5 Potencial

$$V(x) = -\int E(x)\,dx$$

a) $x < -W_p$ en eq $I=0$

$E=0 \rightarrow V = cte = 0$

por convenio de potencial de referencia.



e) $V(x) = cte = V_0$, $x > W_n$ ($E=0$)

b) $-W_p < x \leq 0$

$$V(x) = -\int_{-W_p}^{x} E(x)\,dx = \frac{q N_a}{2\mathcal{E}} (x + W_p)^2$$

zona P; $x = -W_p$: $V = 0$

>0 potencial aumenta si $x \uparrow$

c) $x=0$ no es máx $\quad V(0) = \frac{q N_a}{2\mathcal{E}} W_p^2$

d) $0 < x < W_n$

$$V_n(x) = -\int_{-W_p}^{x} E(x)\,dx = -\int_{-W_p}^{0} E(x)\,dx - \int_{0}^{x} E(x)\,dx \;;\; -\int_{0}^{x} E(x)\,dx = -\int_{0}^{x} \frac{q\,N_d}{\varepsilon}(x - W_n)\,dx$$

Zona N

$$\frac{q\,N_a\,W_p^2}{2\varepsilon}$$

$$\boxed{V_n(x) = \frac{q \cdot N_a}{2\varepsilon} W_p^2 - \frac{q \cdot N_d}{2\varepsilon}(x - W_n)^2 + \frac{q \cdot N_d}{2\varepsilon} W_n^2}$$

e) $x > W_n$

Zona Neutra $\boxed{N}$

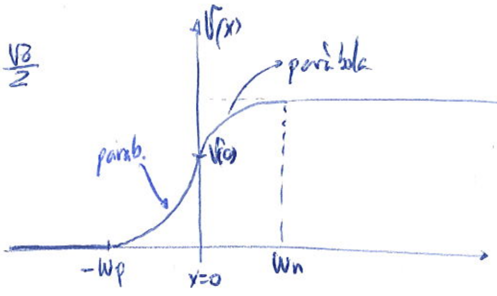
$$V(x) = cte = \frac{q}{2\varepsilon}\left(N_a W_p^2 + N_d W_n^2\right) = \frac{q}{2\varepsilon} N_d W_n \underbrace{(W_p + W_n)}_{W}$$

$N_a W_p = N_d W_n$

$$V(x > W_n) = \frac{q}{2\varepsilon} N_d W_n W$$

$$\boxed{V_0 = \frac{q}{2\varepsilon} N_d W_n W}$$ Segunda expresión de la tensión (potencial) de contacto

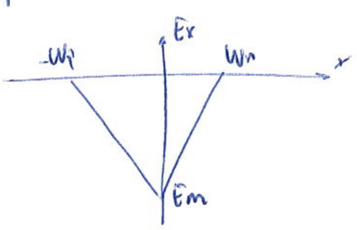
obs: $V(0) \neq \frac{V_0}{2}$



$$V_0 = \frac{base \cdot h}{2} \longrightarrow \frac{W \cdot \frac{q\,N_d\,W_n}{\varepsilon}}{2} = Area$$

(base = W; altura = E_{max})

· Según Gráfica E(x):



$$V_0 = -\int_{-W_p}^{W_n} E(x)\,dx$$

$$\boxed{V_0 = \frac{base \cdot alt.}{2} = -\frac{W \cdot E_m}{2}}$$

$$E_m = -\frac{q\,N_d\,W_n}{\varepsilon} \longrightarrow V_0 = -\frac{W\,\frac{q\,N_d\,W_n}{\varepsilon}}{2}$$

$$V_0 = -\frac{q\,N_d}{2\varepsilon} W_n \cdot W$$

$V_p \neq 0 = cte \rightarrow$ suman cte en todas las expresiones de $V(x)$

1.3.6 Ancho de la ZCE

- Sólo sabemos: $N_a W_p = N_d W_n$
- $V_0 \longrightarrow W \qquad W(V_0) \longrightarrow N_a, N_d \rightarrow V_0$

E_m dato (campo)

$$V_0 = -\frac{E_m W}{2} = \frac{q N_a N_d W^2}{2\varepsilon (N_a + N_d)}$$

$$E_m = -\frac{q}{\varepsilon}\frac{N_a N_d}{N_a + N_d} W$$

$$\frac{KT}{q} \simeq 0.026 \, V$$

$$V_0 = V_T \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2}$$

Aislando W

$$\boxed{W = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q}\frac{N_a + N_d}{N_a N_d} V_0}}$$

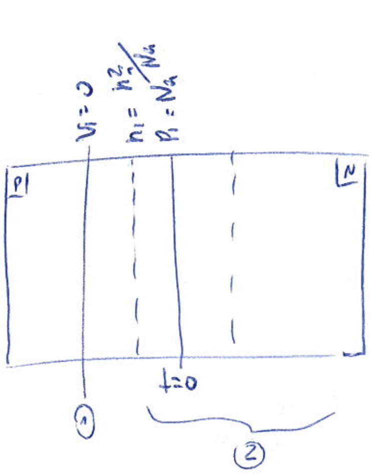
Ancho de ZCE en equilibrio sin polarizar.

$$E_m(V_0) \longrightarrow E_m = -\frac{2V_0}{W} = -\sqrt{\frac{2q}{\varepsilon}\frac{N_a N_d}{N_a + N_d} V_0}$$

Obs: - podríamos encontrar $n(x)$ y $p(x)$ para ec. de Boltzmann a partir de $V(x)$

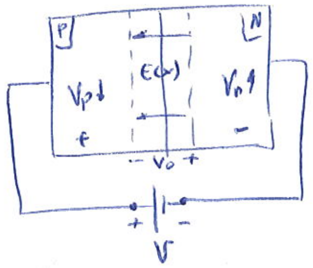
$$\begin{cases} n_2 = n_1 \cdot e^{\frac{V_1 - V_2}{V_T}} \\ p_2 = p_1 \cdot e^{-\frac{V_1 - V_2}{V_T}} \end{cases} \Longrightarrow \begin{cases} n(x) = \frac{n_i^2}{N_a} e^{\frac{V(x)}{V_T}} \\ p(x) = N_a \, e^{-\frac{V(x)}{V_T}} \end{cases}$$

si $N_a - N_d \gg 2n_i$



1.4 Unión PN polarizada

POLARIZACIÓN DIRECTA:

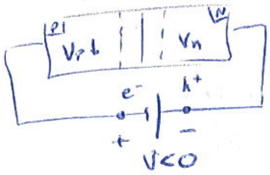


Polarizar ≡ aplicar Vexterna ≡ conectar la unión a un circuito externo.

=> Nos oponemos a V_0 . i elevada

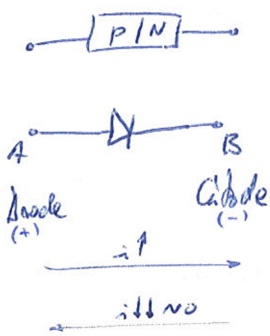
Efecto rectificador. ≡

POL. INVERSA:

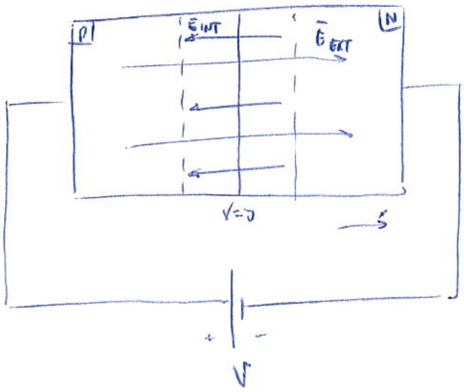


=> l'efecto de la pila es suma a V_0 . i baixa

(efecto rectificador) ≡ sólo deja pasar corriente en 1 sentido.



1.4.1 Análisis cualitativo de la polarización exterior (En polarización directa)



$E_x > 0$ creado por la pila

$\bar{E}_{ext}$ creado por SC

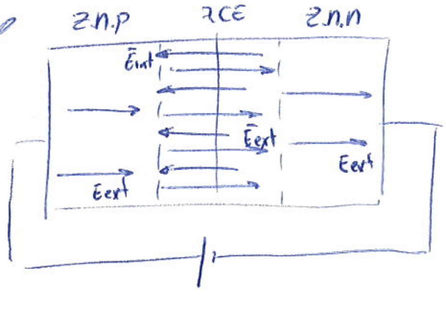
E_x en ZCE disminuye

$E_T = E_{int} - E_{ext}$

⇓

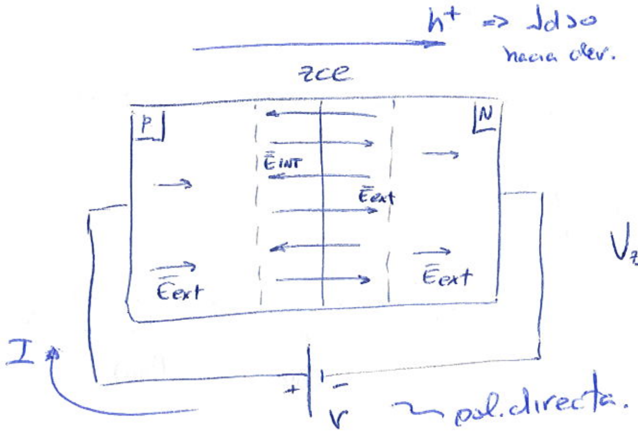
$E_T \downarrow$

Componente del campo debida a la pila por justificar.



en ZN E toma valores bajos

$V(x) = -\int E(x)\,dx$ => el potencial caerá principalmente en la ZCE



$\bar{E}(x) = \bar{E}_{int} - \bar{E}_{ext}$

$V_{zce} = -\int E(x)dx = -\int E_{int} - E_{ext}\,dx \simeq V_0 - V$ → si $V > V_0$ => para demasiada corriente para que funcione bien.

(sobre E_{int}: $= V_0$; sobre E_{ext}: $= V$)

→ es aprox. por: hay cierto campo en z.n y por lo tanto cierta caída de tensión

↑ será menor a la que había en eq. sin polarizar.

corriente de arrastre

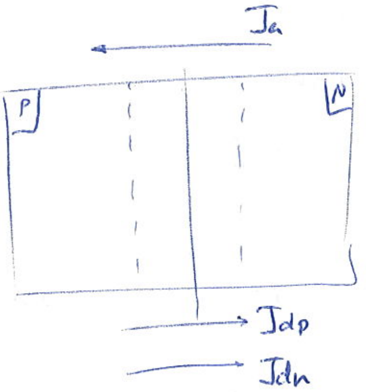
- en eq: $J_a = -J_d \Rightarrow J_T = 0$

son los h+ hacia der.
e- " izquierda.
llamado: difusión de mayoritarios.

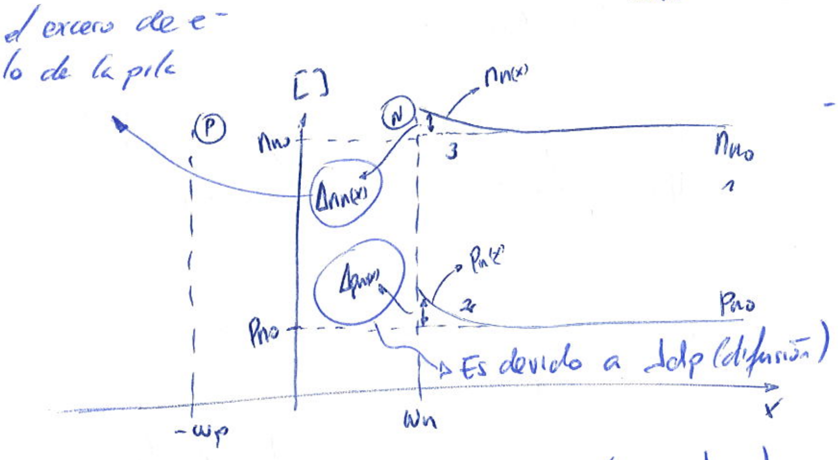
corriente de arrastre de minoritarios

- al polarizarse: (directa) E_{ext} en la z.c.e ↓ ⇒ $|J_a|$↓ ⇒ se rompe el eq. entre J_a y J_d ⇒ $J_d > J_a$ o sea se impone J_d ⇒ aparece corriente neta hacia la derecha

$J_T > 0$



. la corriente será elevada por ser debida a difusión de mayoritarios, de la zona p que se van a la zona n y mayoritarios de zona n, que se van a zona p.



- En pol. directa:
  . Se rompe el equilibrio térmico.
  . la pila no deja que las cargas se reagrupen para conseguir que $|J_a| = |J_d|$

1. en este caso consideran z.n.n (zona neutra n) suficientemente larga. ≃ (zce estrecha)

2. $\frac{dp}{dx} < 0$ para conseguir $J_{dp} > 0$ $\quad J_{dp} = -q D_p \frac{dp(x)}{dx}$ el exceso de p(x) respecto p_{no} desaparece para x↑ por recombinación. los h+ se mueven hacia la derecha ($J_{dp} > 0$) y se recombinan.

3. por estar estudiando la zona neutra: $\rho(x) = 0$ (densidad) así si $p(x)\uparrow \Rightarrow n(x)\uparrow$

· en equilibrio: $\rho(x) = 0 = q\,[N_d + p_{no} - N_a - n_{no}]$

· en pol. directa se debe mantener $\rho(x)=0$ $\quad \rho(x) = q\,[N_d + p(x) - N_a - n(x)] = 0$, con $p(x) = p_n(x)$ y $n(x) = n_n(x)$

Def: $\Delta p_n(x)$ = exceso de huecos respecto equilibrio $= p_n(x) - p_{no}$

$\Delta n_n(x)$ = exceso de e⁻ resp. eq. $= \underbrace{n_n(x) - n_{no}}_{\text{en la zona neutra } [N]}$

- En zona neutra $\Rightarrow \rho(x) = 0$
$\Downarrow$
$\Delta p(x) = \Delta n(x)$

$\rho(x) = q\,[N_d + p_n(x) - N_a - n_n(x)]$

$\rho(x) = q\,[N_d + \overbrace{p_{no} + \Delta p_n(x)}^{p_n(x)} - N_a - \overbrace{\Delta n_n(x) - n_{no}}^{n_n(x)}] = 0$ ($N_a = 0$ en zona Ⓝ)

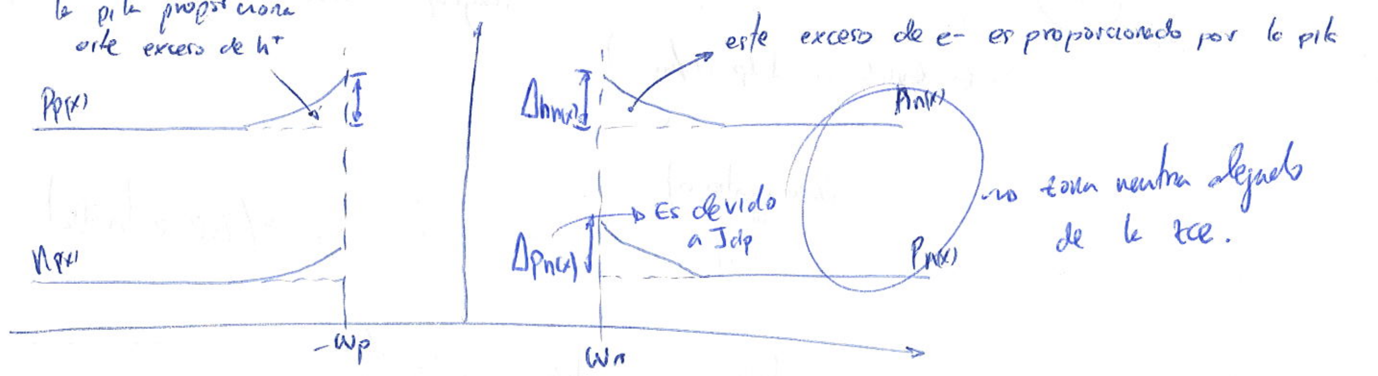
Como en eq. se cumple $0 = q\,[N_d + p_{no} - N_a - n_{no}]$

por estar en la zona neutra.

$N_d + p_{no} - N_a - n_{no} = 0$

$\downarrow$

$\rho(x) = 0 = q\,[\underbrace{\Delta p_n(x) - \Delta n_n(x)}_{0}]$ $\qquad \boxed{\Delta p_n(x) = \Delta n_n(x)}$ · Para asegurar neutralidad de carga.



$\uparrow$
El comportamiento de $p(x)$ y $n(x)$ en la zona neutra p es análogo al de la z.n.n

$\dfrac{dp}{dx} \simeq 0$, $\dfrac{dn}{dx} \simeq 0$ $\Longrightarrow$ $\left.\begin{array}{l} J_{dn} \simeq 0 \\ J_{dp} \simeq 0 \end{array}\right\}$ I se manifiesta como: $J_a = \underset{q\cdot\mu_n\cdot n\cdot E}{J_{an}} + \underset{0}{\overset{q\cdot\mu_p\cdot p\cdot E}{\cancel{J_{ap}}}}$ en z.n.n pues $n \gg p$

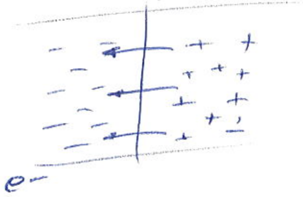
Campo total y anchura de z.c.e

E_T disminuye por el efecto de la polarización directa.

⇓

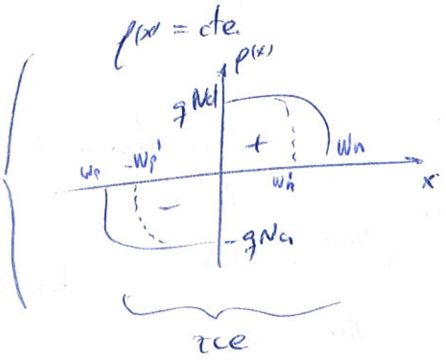
debe disminuir la carga total en la z.c.e

$E = \int \rho(x) dx$

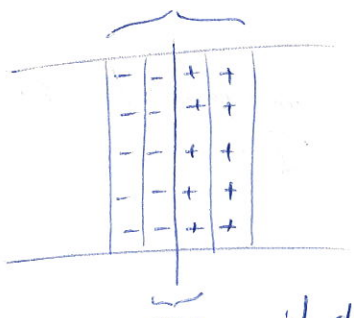


$\rho(x) = cte. \begin{cases} -qN_a \\ qN_d \end{cases}$

la zce se hace más estrecha, al entrar en directa. ⇐

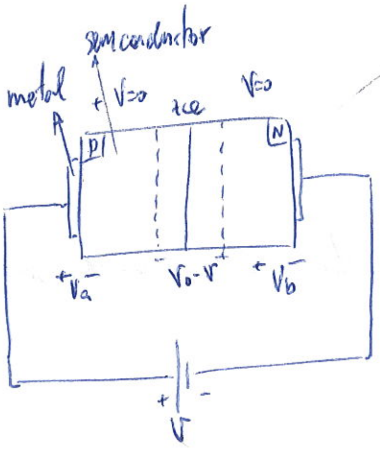


→ Wb ancho zce b en directa.



· Polarización directa:

Obs:



→ lejos de la z.c.e $x \uparrow\uparrow$

$\frac{dp}{dx}, \frac{dn}{dx} = 0 \Rightarrow J_T = J_{an}$ — arrastre e-

kirchoff: $V + V_0 - V = 0$

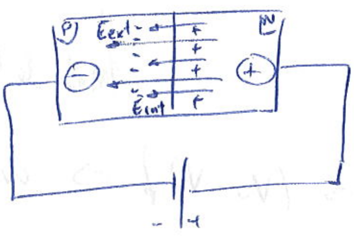
realmente kirchoff: $V - V_a + V_0 - V + V_b = 0$

$V_0 = V_a - V_b$

· Polarización Inversa

E_{ext} → rompe el eq térmico y aparece J_T

E_{ext} se suma a E_{int}

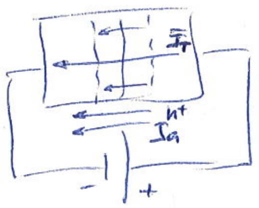


- $\bar{E} \uparrow \rightarrow J_a \uparrow$

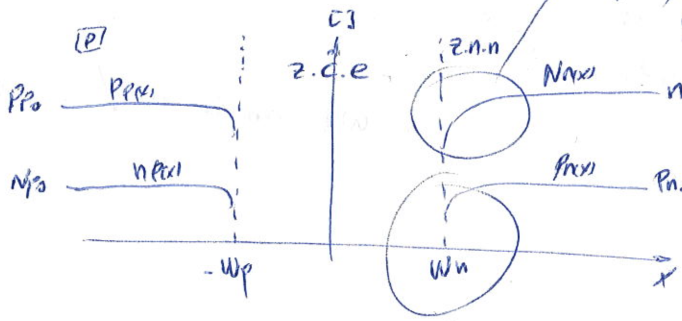
  $J_a > J_d$ (en pol. directa: $J_d > J_a$)

- $\bar{E} \uparrow \rightarrow V \uparrow$

  $= -\int E\,dx$



Perfil de portadores:



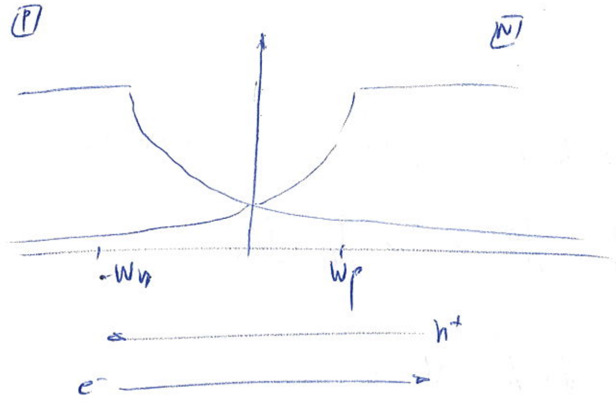
los perfiles tienen la misma forma para $\rho(x) = 0$

$\Delta n_n(x) = \Delta p_n(x)$

En la zona neutra p es análogo

$\Delta n_p(x) = \Delta p_p(x)$

pérdida de minoritarios (o vaciamiento) debido a la corriente de arrastre (J_a)



J_a = pequeña por ser arrastre de minoritarios

E y W son las mismas (para directa e inversa)

$$W' = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q}\,\frac{N_a+N_d}{N_a N_d}\,(V_0 - V)} \qquad E'_m = -\sqrt{\frac{2q}{\varepsilon}\,\frac{N_a N_d}{N_a+N_d}\,(V_0 - V)}$$

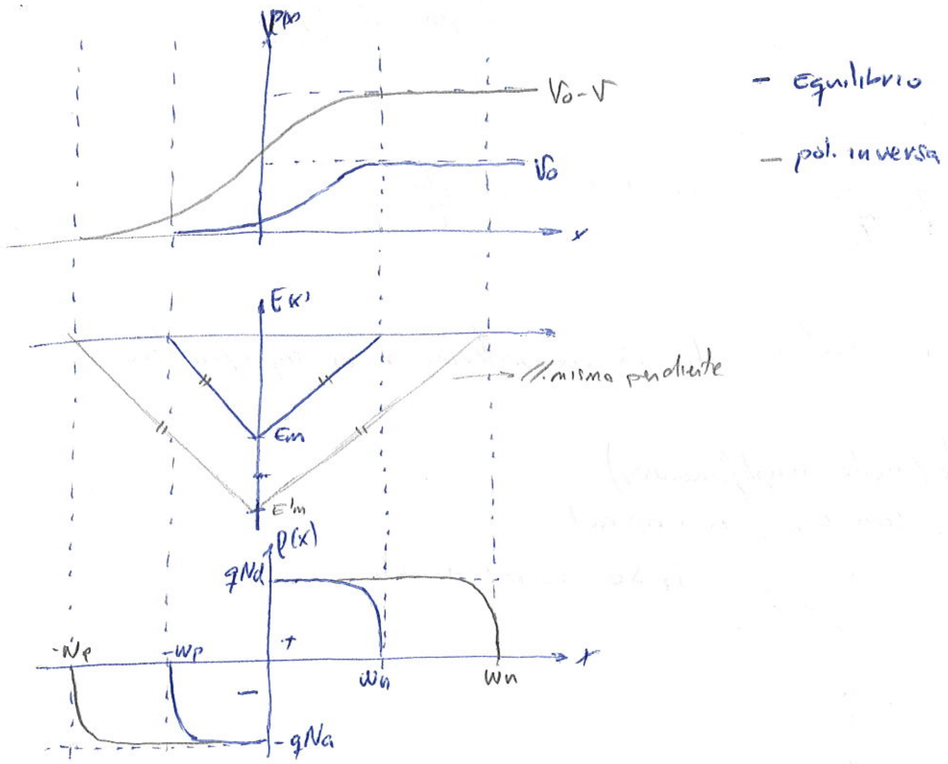
inversa → $V < 0$

$V_0 - V \uparrow\uparrow \Rightarrow W \uparrow \rightarrow E_m \uparrow$

(V: tensión de la pila.)

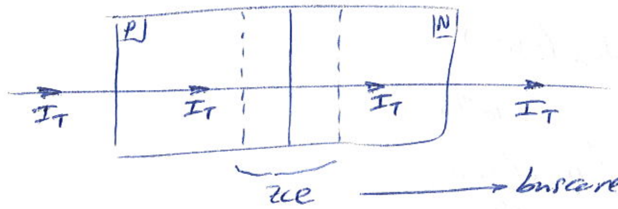
En directa: si $V > 0 \Rightarrow (V_0 - V) \downarrow \Rightarrow W \downarrow \rightarrow E_m \downarrow$

Gráficas de $\rho(x)$, $E(x)$, $V(x)$:



1.4.2 Corrientes en el diodo

· la corriente que atraviesa el diodo (DC) es la misma $\forall x$



→ buscaremos I_T en esta zona

Aproximaciones - simplificaciones

1) No hay generación ni recombinación en la zce

· todo e^- que entra por un lado sale por el otro (= para h^+)

J_n = cte. en la zce

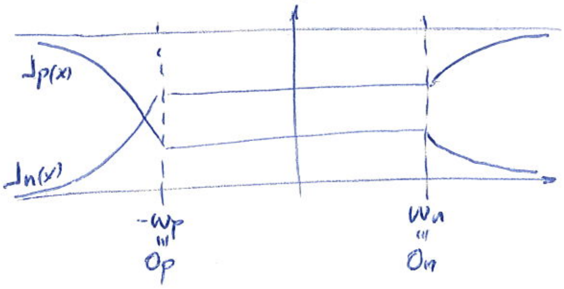
J_p = cte. " " "

2) en las z. neutras: $J_{a\,min.} \ll J_d$ (minoritarios) $\Rightarrow \forall x \begin{cases} J_{a\,np} \ll J_{d\,np} \\ J_{a\,pn} \ll J_{d\,pn} \end{cases}$

porque $\left.\begin{array}{l} J_{a\,np} = q \cdot n_p \cdot \mu_n \cdot E \\ J_{d\,np} = q \cdot D_n \cdot \dfrac{dn}{dx} \end{array}\right\}$ $n \downarrow \; E \downarrow \Rightarrow \frac{dn}{dx} \downarrow$

obs: en las zonas neutras J_a de mayoritarios si es significativo

perfiles de corriente (según simplificaciones)



$J_p(x) \to J_T$
$J_n(x) \to \phi$

. Cuando nos acercamos a $-\infty$ $J_p(x)$ tiende a J_T y $J_n(x)$ tiende a ϕ

Calcularemos

$$J_T = J_p + J_n = J_{dp}(W_n) + J_{dn}(-W_p)$$

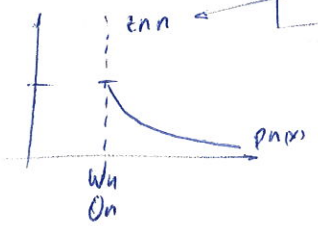
$J_{dp}(-W_n) = ?$ ⟶ $J_{dp_N}(W_n) = -q \cdot D_p \cdot \left.\dfrac{dp_n(x)}{dx}\right|_{x=W_n}$ ($q = 1'6 \cdot 10^{-19} C$)

$J_{dn}(-W_p) = ?$

el perfil de $P_n(x)$ fue calculado en el tema anterior:

$$P_n(x) = P_{n_0} + (P_n(x=O_n) - P_{n_0}) \cdot e^{-x/L_P}$$

($x = W_n$; [ ] en equilibrio; zcn)



$I_D = I_S$

G, D, S, $\uparrow e^-$, $\downarrow I_D$

$V_D > V_S$

RESUMEN DE TRANSISTORES UNIPOLARES

TIPO			SIMBOLO	CARACTERISTICAS DE DRENADOR	CARACTERIST. de TRANSFERENCIA	V_p	CONSTRUCCION
FET de UNION . JFET	DEPLEXION	CANAL N	D, G, S, I_D	$+I_D$; $V_{GS}=0$, -1, -2, -3; $+V_{DS}$	I_D; V_p, $+V_{GS}$	<0 $I_{DSS}>0$	S, G, D; p^+, n, p^+; S G
		CANAL P	D, G, S	$-I_D$; $V_{GS}=0$, $+1$, $+2$, $+3$; $-V_{DS}$	$-I_D$; V_p, $+V_{GS}$	>0 $I_{DSS}<0$	S, G, D; n^+, p, n^+; S G
FET de PUERTA AISLADA . MOST IGFET. (MOS)	DEPLEXION (VACIAMIENTO)	CANAL N	D, G, B, S CONDUCE $V_{GS}=0$, $V_G\downarrow\downarrow$	$+I_D$; (CONDUCE) $V_{GS}=0$, -1, -2, -3; $+V_{DS}$ CORTE $V_{GS}<V_T \rightarrow I_D=0$	I_D; V_p, $+V_{GS}$	(V_T) <0 $I_{DSS}>0$	S, G, D; n^+, n, n^+; p; B
		CANAL P	D, G, B, S	$-I_D$; $V_{GS}=0$, $+1$, $+2$, $+3$; $-V_{DS}$ CORTE: $V_{GS}<V_p \Rightarrow I_D=0$, $V_p>0$	$-I_D$; V_p, $+V_{GS}$	>0 $I_{DSS}<0$	S, G, D; p^+, p, p^+; n
	ACUMULACION (NO CONDUCE $V_{GS}=0$)	CANAL N	D, G, B, S, I_D	$+I_D$; $+5$, $+4$, $+3$, $+2$; $+V_{DS}$ CORTE: $V_T>0$, $V_{GS}<V_T \rightarrow I_D=0$	I_D; V_p, $+V_{GS}$	≥ 0 $I_{DSS}>0$	S, G, D; n^+, p, n^+; p; B
		CANAL P	D, G, B, S CONDUCE CON $V_{GS}<V_P$	$-I_D$; -5, -4, -3, -2; $-V_{DS}$ CORTE: $V_{GS}=0'2$, $V_{GS}>V_p$, $V_p<0$	$-I_D$; V_p, $+V_{GS}$	≤ 0 $I_{DSS}<0$	S, G, D; p^+, p^+; n; B

CANAL N : Sat $\Leftrightarrow$ $V_{DS} \geq V_{GS} - V_p$ y $V_{GS} > V_p$

CANAL P : Sat $\Leftrightarrow$ $V_{DS} \leq V_{GS} - V_p$ y $V_{GS} < V_p$

(NO HAY CORTE)

SAT:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$$

~~Dn~~ -

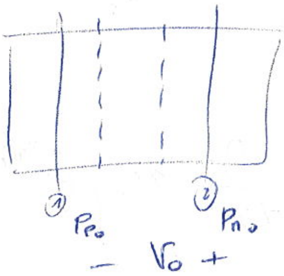
$$J_{dp_N}(0_n) = q\, D_p \left(p_n(0_n) - p_{n0} \right) \frac{1}{L_p}$$

W_n ... ? ... $\downarrow \frac{n_i^2}{N_d}$

Se podría demostrar $p_n(0_n) - p_{n0} = p_{n0}\left(e^{V/V_T} - 1\right)$

y por Boltzmann se vió en equilibrio

$$\frac{p_{p0}}{p_{n0}} = e^{V_0/V_T}$$



y por tener corriente neta = $J_{neta} = J_T \neq 0 \Rightarrow$ no hay equilibrio

pero si J_T es pequeña hay quasiequilibrio

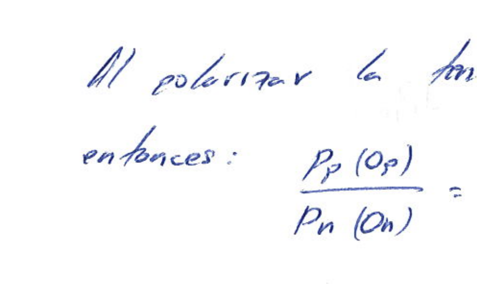
$J_T = J_a - J_d \neq 0$

$J_a \simeq J_d$ al aplicar Boltzmann (Boltzmann partía de $J_a = J_d$)

$J_a = J_d$ al calcular corrientes netas

Al polarizar la tensión entre ① y ② valdrá $V_0 - V$

entonces: $\frac{p_p(0_p)}{p_n(0_n)} = e^{\frac{V_0 - V}{V_T}}$ $\rightarrow V_2 - V_1$



$$p_n(0_n) = p_p(0_p) \cdot e^{\frac{-V_0 + V}{V_T}}$$

$$e^{-\frac{V_0}{V_T} + \frac{V}{V_T}} = e^{-\frac{V_0}{V_T}} \cdot e^{V/V_T}$$

$$e^{-\frac{V_0}{V_T}} \rightarrow \frac{p_{n0}}{p_{p0}}$$

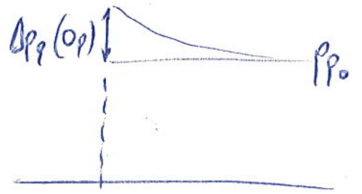
$$p_n(0_n) = \frac{p_p(0_p)}{p_{p0}}\, p_{n0}\, e^{V/V_T}$$

$e^{-\frac{V_0}{V_T}} = \frac{p_{n0}}{p_{p0}}$ = de Boltzmann en eq.

Apróx: considerar baja inyección

$$P_p(0_p) \simeq P_{p0} \equiv \Delta P_p(0_p) << P_{p0}$$

($\Delta P_p(0_p) \equiv P_p(0_p) - P_{p0}$; P_{p0}: concentración de p en equilibrio)



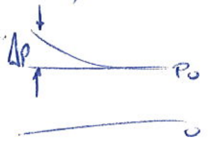
$$P_n(0_n) = \frac{P_p(0_p)}{P_{p0}} P_{n0}\, e^{V/V_T} \simeq P_{n0}\, e^{V/V_T}$$

(debido a la baja inyección)

baja inyección: $P_p(0_p) = P_{p0}$

$$\boxed{I_{dp_n}(0_n) = q \frac{D_p}{L_p} P_{n0}\left(e^{V/V_T} - 1\right)}$$

* Condiciones de validez
  - I_T limitadas
  - baja inyección $\equiv \Delta p = p(x) - p_0$ es pequeña ($p(x)$: [ ] de h^+; p_0: [ ] h^+ en equilibrio)



* $V > 0 \longrightarrow I_{dp_n}$ hacia derecha
  $V < 0 \longrightarrow$ " " izquierda

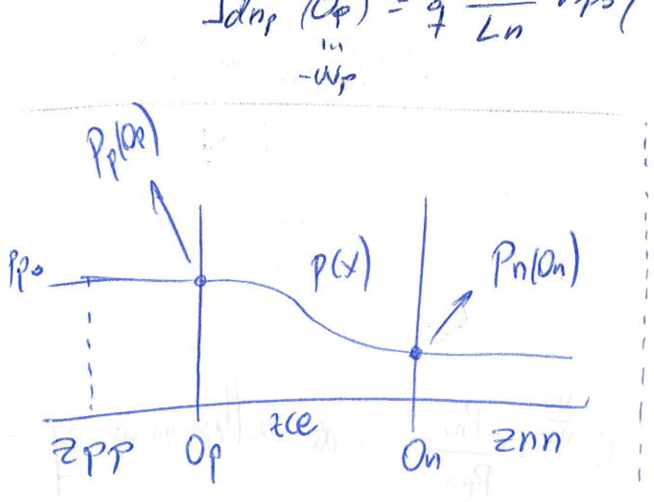
* la expresión vale $\forall\, V$ (tensiones) tanto en pol directa como inversa.

* para dopados elevados: $N_d \uparrow \Rightarrow P_{n0} \downarrow \rightarrow I_{dp_n} \downarrow$ ($P_{n0} = \left(\frac{n_i^2}{N_d}\right)$)

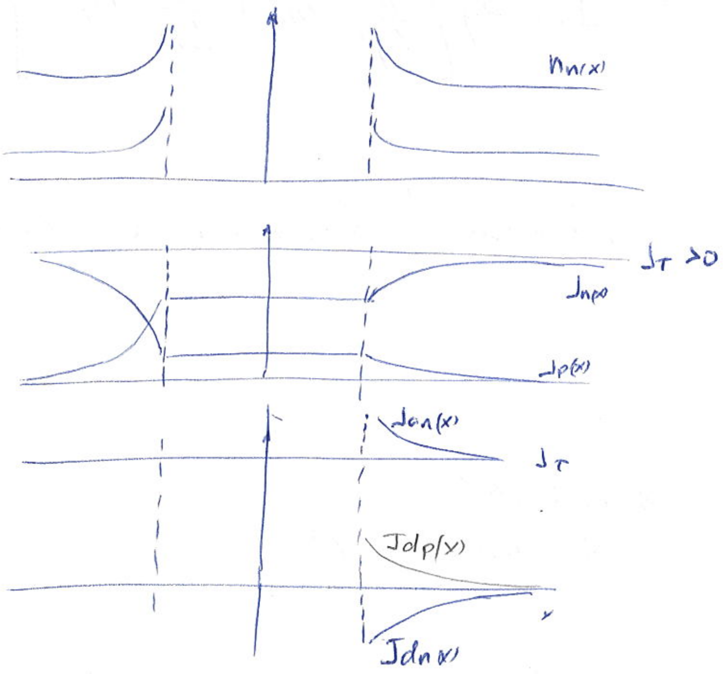
Análogamente para e^-:

$$I_{dn_p}(0_p) = q \frac{D_n}{L_n} n_{p0}\left(e^{V/V_T} - 1\right)$$

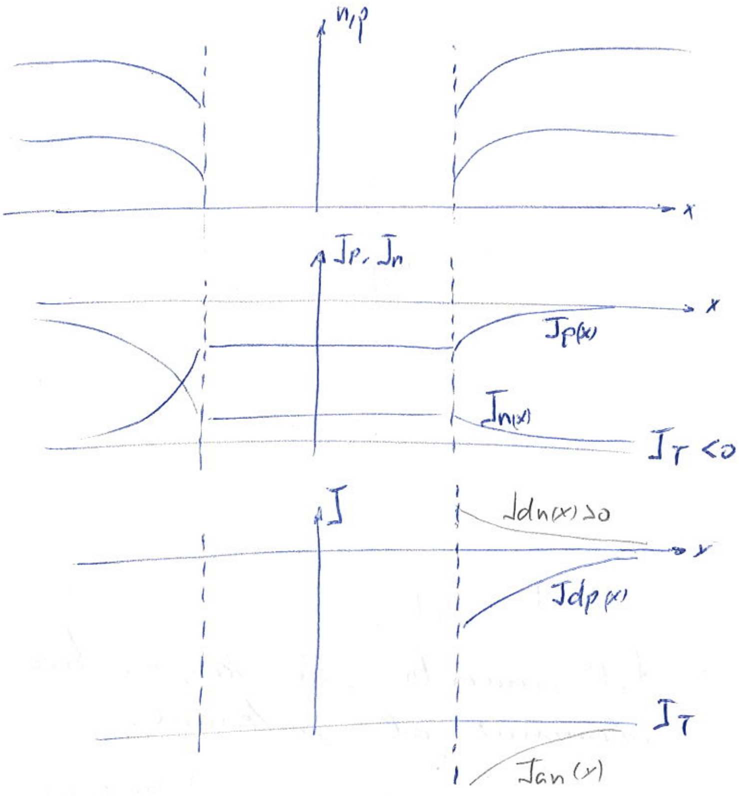
(0_p = $-W_p$)



Pol. directa:



· En polarización inversa:



$J_p(x)$ tiende a ϕ para x elevadas

$J_p(x) \longrightarrow \phi$, $x \uparrow\uparrow$

$J_n(x) \longrightarrow J_T$

1.4.3 Densidad de corriente total

$$J_T = \underset{J_{dnp}(0_p)}{J_n} + \underset{J_{dpn}(0_n)}{J_p} = q\left[\frac{D_p}{L_p}p_{no} + \frac{D_n}{L_n}n_{po}\right]\cdot\left(e^{V/V_T}-1\right)$$

densidad de corriente

$$I = A \cdot J_T = \underbrace{Aq\left[\frac{D_p}{L_p}p_{no} + \frac{D_n}{L_n}n_{po}\right]}_{I_S}\cdot\left(e^{V/V_T}-1\right)$$

· Corriente a partir de la sección del SC

$I_S \equiv$ Corriente inversa de saturación

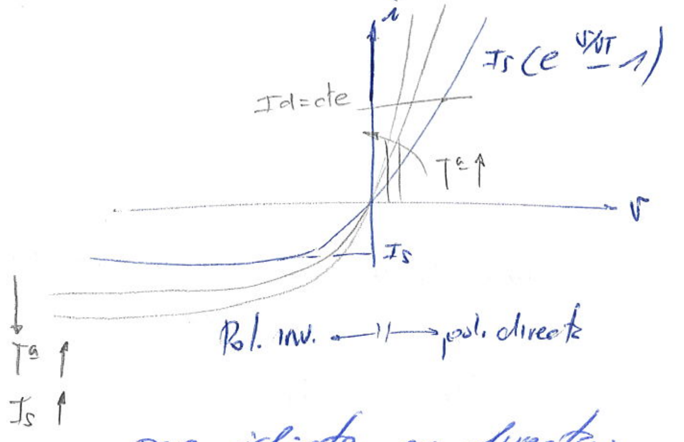
$I_S \begin{cases} \propto \; nA \; \text{- Germanio} \\ \propto \; nA \; \text{- Silicio} \end{cases}$ $\therefore$ $I_S = Aq\left[\frac{D_p}{L_p} P_{no} + \frac{D_n}{L_n} n_{po}\right]$

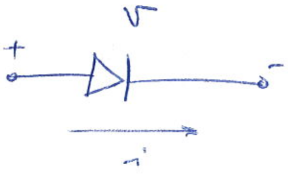
$$\boxed{i_d = I_S\left(e^{V_d/V_T} - 1\right)}$$

. Característica tensión-corriente del diodo

I_S depende A, $\underbrace{P_{no}, n_{po}}_{\text{dopado}}$, T^a, $\underbrace{D_p, L_n}_{\text{depende del SC, dopado y } T^a}$

I_S se multiplica por 2, para cada $\Delta T = 10°C$ del Ge o bien para $\Delta T = 6°C$ del Si.





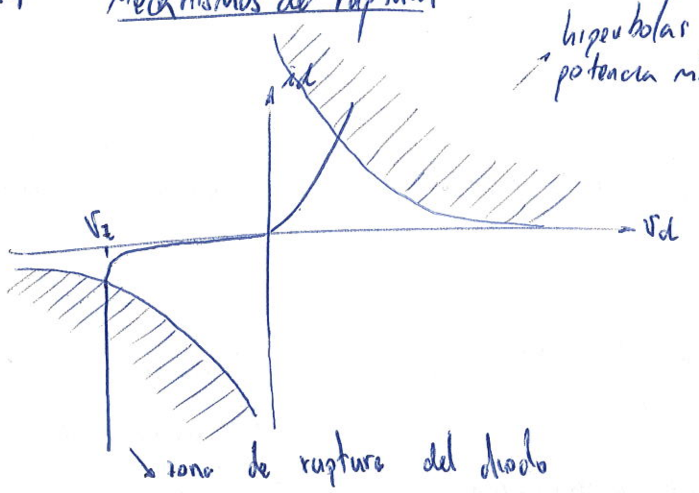
para id=cte. en directa:

$\Delta V \in \left(\frac{-1mV}{°C}, \frac{-3mV}{°C}\right)$ en el silicio.

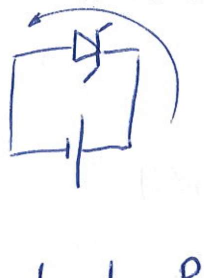
$T^a \uparrow$ $V_{diodo} \downarrow$

↳ el aumento de temperatura hace disminuir el potencial.

1.4.4 Mecanismos de ruptura



Diodos Zener



$V_d \cdot i_d = cte = P_{máx}$

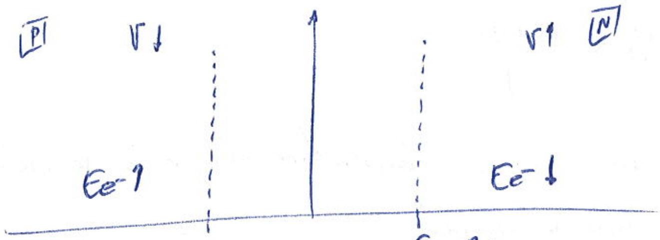
↪ en directa el diodo aguanta más corriente devido a Vd del orden de 0'7; Vd↓ id↑

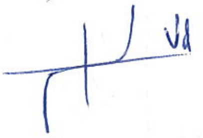
Usos por: la tensión es muy constante al conducir en ruptura inversa, independiente de la corriente:

- Tensiones de referencia
- estabilizadores de tensión

Causas físicas de la ruptura

a) Ruptura zener: debida a efecto túnel:





- Si w↓↓ aumenta la corriente

zona de carga en el espacio — tensión en el diodo ≡ Vd

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q}\left(\frac{1}{Na} + \frac{1}{Nd}\right)\cdot(V_{bi} - V)}$$

→ tensión de la unión en equilibrio ≡ V_0 . $V_{built\text{-}in}$

$V_0 = V_- + V_+$

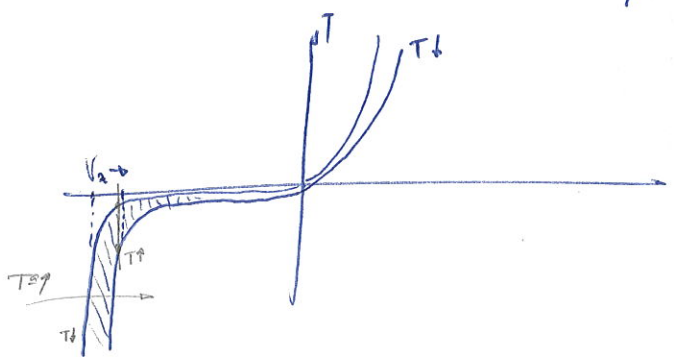
para w↓↓ nos interesan Na y Nd ↑↑

- Se suelen requerir E↑
- es usualmente el método de ruptura para tensiones inversas de ruptura

$$V_z \leq \frac{4\,E_{g0}}{q}$$

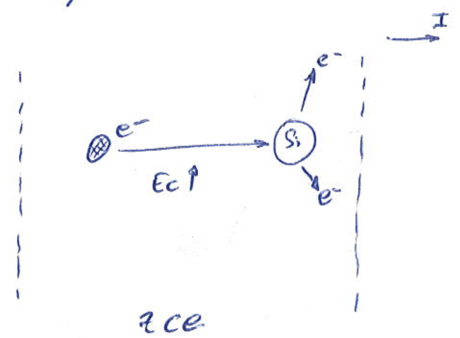
→ Eg a 0°K
Energía de GAP

- Si T^a ↑ los e- están mas libres → efecto ↑ → |Vz| ↓



T^a ↑ favorece el efecto Túnel ≡ disminuye Vz
↓
y el diodo conduce más.

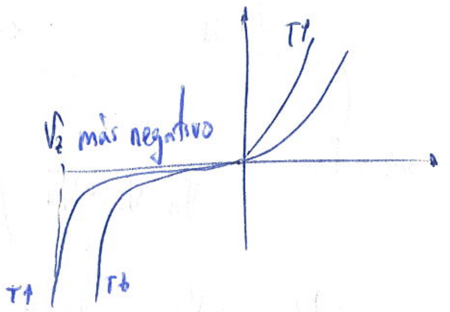
b) Ruptura por avalancha



- en la ZCE los e^- chocan con los átomos de Si desprendiendo otro e^-. (crean una corriente

en valor absoluto por que es negativo.

- interesa $W \uparrow\uparrow$ ⇒ interesan dopados pequeños $N_a \downarrow$ $N_d \downarrow$ y además $|V| \uparrow\uparrow$ (en inversa)
- suele utilizarse para $V_Z \uparrow$ $V_Z \geq \frac{6\, E_{go}}{q}$
- Si $T^a \uparrow \rightarrow |V_Z| \uparrow$ (pasan menos e^- a temperatura mayor, no se aceleran al producirse muchos choques)

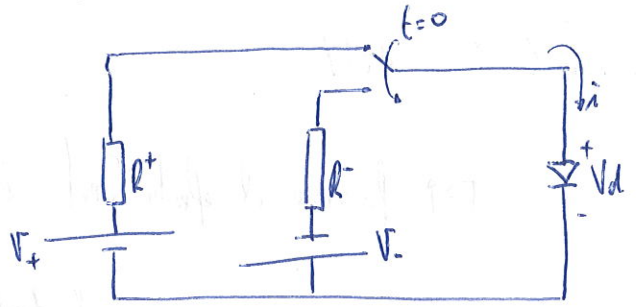


1.4.5 Capacidades de transición y difusión

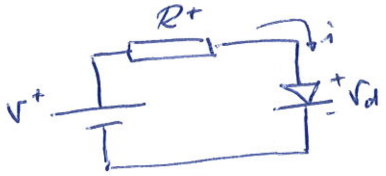
Transitorio de corte en una unión P-N

Diodo de conducción a corte

$i > 0$. pol. dir. | $i \simeq 0$ pol. inversa, $V_d < 0$ ($V_d < V_\gamma$ ⇒ corte)



a) $t < 0$ ← polarización directa. { I's V's estable



{ · el diodo impone $\boxed{i = I_s\left(e^{V/V_T} - 1\right)}$

{ · la pila , resistencia impone: $V^+ = i R^+ + V_d$

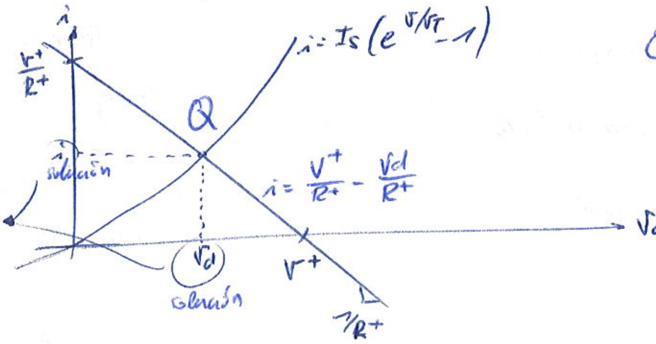
V^+ cte (pila) ; $V_{R^+} = i R^2$ (resistencia)

⇓

$\boxed{i = \frac{V^+}{R^+} - \frac{V_d}{R^+}}$

→ 2 eq. y 2 incógnitas V_d, i

Resolución gráfica:



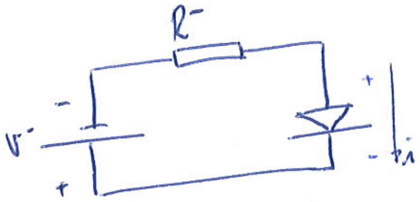
Q = punto de trabajo, proporciona los valores estáticos de Vd : i.

$V^+ \gg V_\gamma$
$V^+ \uparrow\uparrow$ } ⇒ $i \simeq \frac{V^+}{R^+}$ fijada por el resto del circuito

b) $t \gg 0$ en los cuales hay reposo

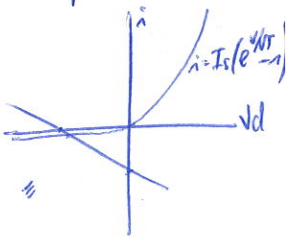
pol. inversa

{ i = cte
{ V_d = cte



sentido en que se mide

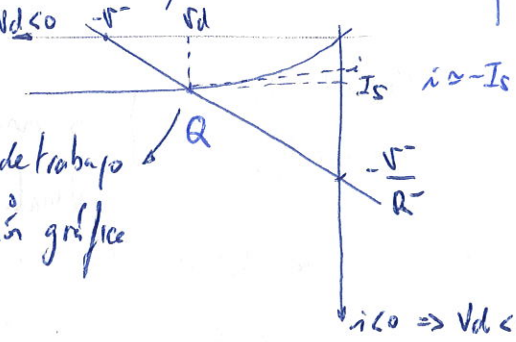
diodo: $\boxed{i = I_s\left(e^{V/V_T} - 1\right)}$



R + pila: $-V = i R^- + V_d$

$\boxed{i = \frac{-V^-}{R^-} - \frac{V_d}{R^-}}$

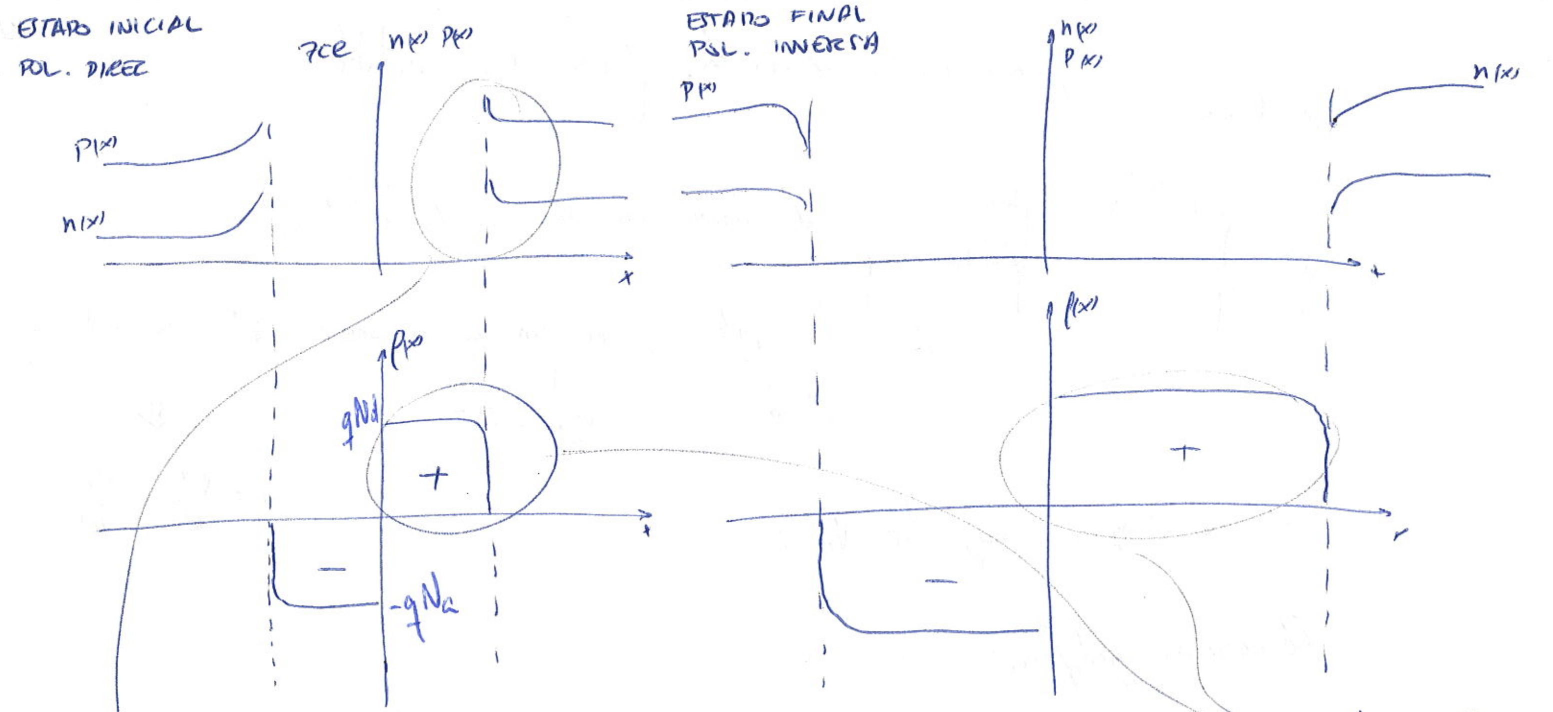
Resolución Gráfica:



punto de trabajo
solución gráfica

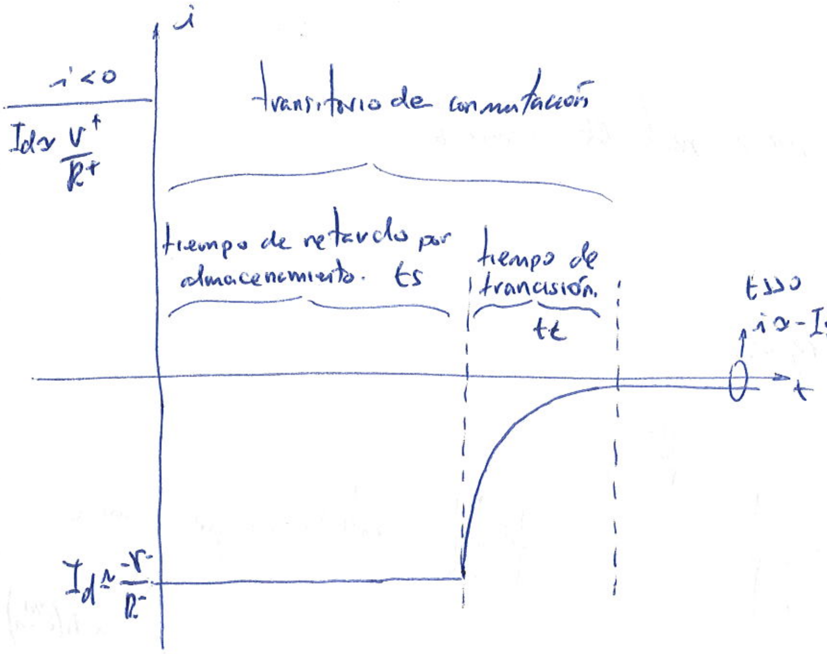
$I_s \downarrow\downarrow$
$i < I_s$ } ⇒ $i \downarrow\downarrow$ ⇒ $\boxed{V_d \simeq -V^-}$

$i = \frac{-V^- - V_d}{R^-} \simeq 0$

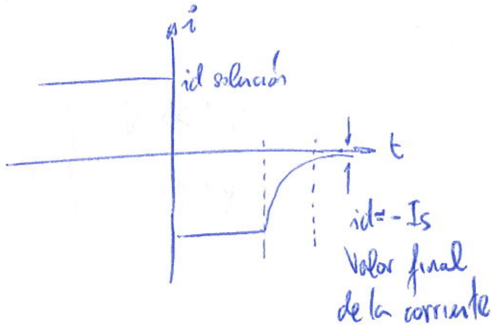


Se tiene que vaciar esta carga: exceso de unitarios. Será el efecto modelado por la capacidad de transición.
‴ desaparece $\Delta p(x)$, $\Delta n(x)$

Se debe aportar esta carga +. Será el efecto modelado por la Cap. de difusión



=



a) ts: tiempo para desalojar el exceso de portadores en las z.n.

$$\left.\begin{aligned} p_n(0_n) &= p_{n_0} \\ n_p(0_p) &= n_{p_0} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \text{curvas } n, p(x) \text{ planas.}$$

$\simeq V_{directa} \equiv V_{d\,almacén}$

· Ocurre que $V_d \simeq$ cte. $\Longleftrightarrow$ $i \simeq$ cte

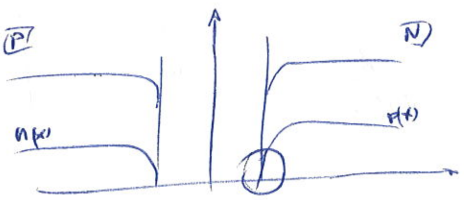
porque no se ha tocado la zce $\Rightarrow$ $V_{zce} \simeq$ la misma y sabemos $V_d \simeq V_{zce}$
‴ el ancho de zce no se ha modificado.

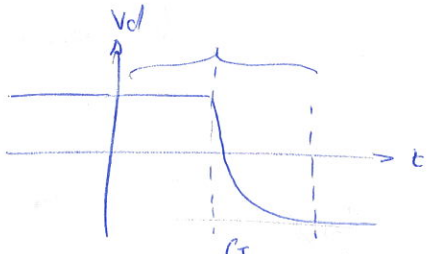
i limitada por el circuito externo: $i \approx \frac{-V^-}{R^-}$

b) t_t: * se estabiliza el ancho de la zce V_d y varía hasta llegar al valor final. $-V^-$

* $i \xrightarrow{\text{llega a}} -I_s$

* las concentraciones disminuyen: $n_p(0_p) \simeq 0$, $p_n(0_n) \simeq 0$





Obs: - $i_{directa} \uparrow\uparrow \Rightarrow t_s \uparrow\uparrow$

⇓

mucho exceso de carga en z.n. ⇒ se tarda en evacuarla

- limitan la velocidad máxima del diodo.

C_D - $(t_s + t_t)$ limita la máx frecuencia de trabajo del diodo.

2. Capacidad de transición: C_T

$C_T = C_j$ — junction = unión

$$C_T = \frac{dQ}{dV}$$

$C = \frac{Q}{V}$

Q depende de $w_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q}\left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d}\right)(V_0 - V)}$ ⇝ $Q = q \cdot N_d \cdot W_n$

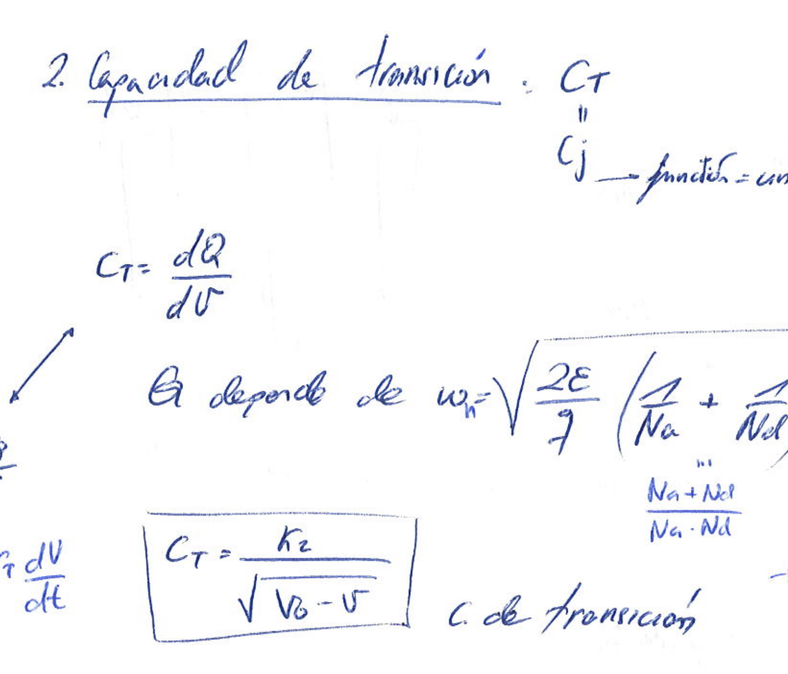
$\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} = \frac{N_a + N_d}{N_a \cdot N_d}$

$i = \frac{dQ}{dt} = C_T \frac{dV}{dt}$

$$\boxed{C_T = \frac{K_2}{\sqrt{V_0 - V}}}$$ C. de transición

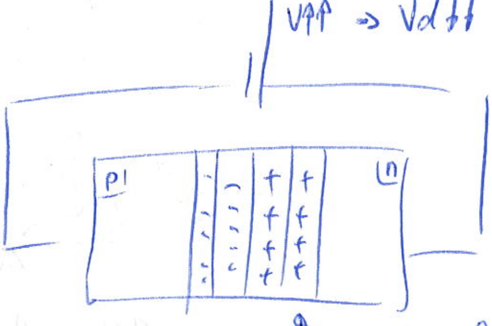
→ $V < 0 \Rightarrow C_T \downarrow$

$V \downarrow \Rightarrow C_T \downarrow$



esta es la situación de ... carga adicional

$V\uparrow\uparrow \Rightarrow V_d \downarrow\downarrow$



carga adicional en la zce

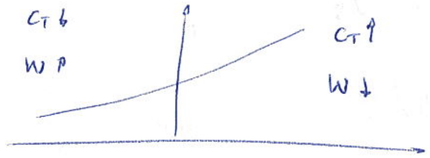
Capacidad de Transición$_{CONT.}$ $C_T = C_j$ capacidad incremental: $C(V) = \frac{dQ}{dV}$

—||— $i = \frac{dQ}{dt} = C_T \cdot \frac{dV}{dt}$ $i = \frac{dQ}{dt} = \frac{dQ}{dV}\frac{dV}{dt} = C(V)\frac{dV}{dt}$

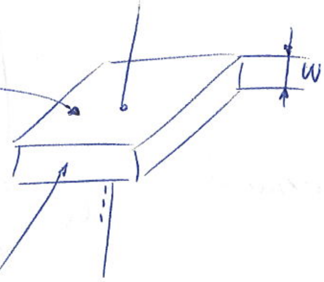
en general $C_T = \frac{dQ}{dV}$ para un condensador $C_T = cte.$

en un diodo vimos

$$C_T = \frac{k}{\sqrt{V_0 - V}}$$



Se podría demostrar que equivale al de un condensador.

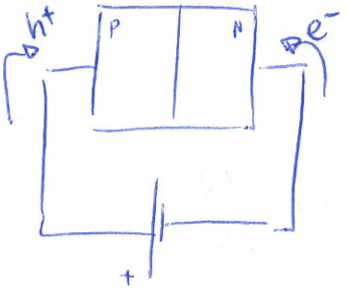


A ⇒ Area
Es la misma que la del diodo

W ⇒ distancia entre placas
ancho z.c.e
(depende de V, al igual que C_T)

ε es la del semiconductor utilizado

3. Capacidad de difusión



Def. Exceso de carga en las zonas neutras n y p

ΔQ_n

$$\Delta Q_p = qA \cdot \int_{-x_p}^{-W_p} (P_{p(x)} - P_{p0}) \cdot dx$$

$\Delta p(x) = P(x) - P_0$ (concentración; equilibrio)

No das importancia:

$$\Delta Q_n = qA \cdot \int_{W_n}^{x_n} (n_{n(x)} - n_{n0})\, dx$$

$\Delta n(x) = \Delta p(x)$ para mantener la neutralidad.

$Q_{z.n.} = \Delta Q_p + \Delta Q_n$

$\left.\begin{array}{l}\Delta Q_p \\ \Delta Q_n\end{array}\right] C_D \Rightarrow$ Capacidad de difusión

$$C_D = \frac{dQ}{dV} \quad ; \quad C_D = \frac{d(Q_n + Q_p)}{dV}$$

$$C_D = \frac{d\Delta Q_n}{dV} + \frac{d\Delta Q_p}{dV} \quad ; \quad \Delta Q_n \neq \Delta Q_p$$

$\Rightarrow$ Vimos que en las z.n. (zonas neutras):

en zn n ($\equiv$ zona neutra 'n') $\Rightarrow$ tenemos

$$p_n(x) = p_{n_0} + \underbrace{(p_n(w_n) - p_{n_0})}_{p_{n_0}\cdot(e^{V/V_T}-1)} \cdot \underbrace{e^{\frac{-x-w_n}{L_p}}}_{e^{\frac{-x}{L_p}}}$$

Por lo tanto

$$p_n(x) = p_{n_0} + p_{n_0}(e^{V/V_T} - 1) \cdot (e^{-\frac{x-w_n}{L_p}})$$

Por neutralidad se ha de cumplir

$$\boxed{p_n(x) - p_{n_0}}$$

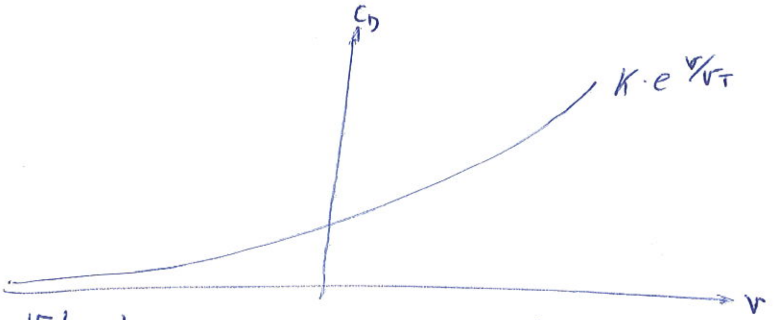
$$\Delta Q_n = qA \cdot \int_{w_n}^{x_n} n_n(x) - n_{n_0}\, dx = A \int_{w_n}^{x_n} p_{n_0}(e^{V/V_T} - 1)(e^{-\frac{x-w_n}{L_p}})\, dx$$

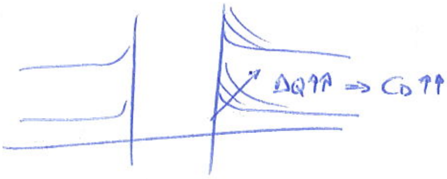
$$\Delta Q_n = k' p_{n_0}(e^{V/V_T} - 1) + k''$$

$\Downarrow D$ $\longrightarrow$ k'' se nos va al derivar

$$\boxed{C_D = k \cdot e^{V/V_T}}$$

$$C_D = \frac{d\Delta Q_n}{dV} + \frac{d\Delta Q_p}{dV} = cte' \cdot e^{V/V_T} + cte'' \cdot e^{V/V_T} = k \cdot e^{V/V_T}$$



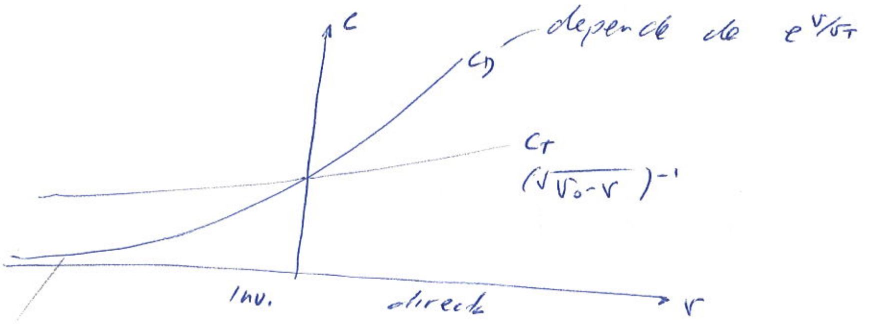


V_b Inversa — Directa

$C \xrightarrow{\text{tiende}} 0$

$C \uparrow \Rightarrow$ Capacidad elevada
mayor en directa pues ΔQ_p o ΔQ_n
se dispara para $V > 0$

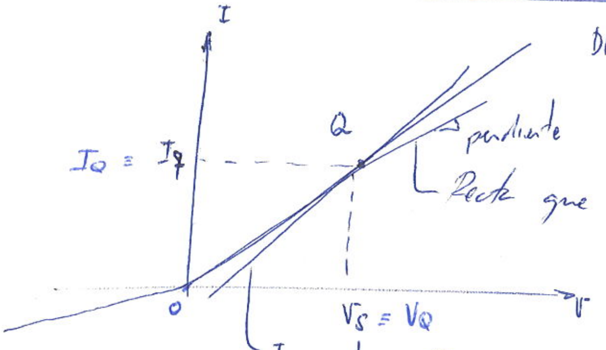
Comparación $C_D - C_T$



No varía las densidades en z.n.

$C_T > C_D$ — $C_D > C_T$

- Resistencia dinámica y estática (= pequeña señal)



$$\text{Def. } R_{est.} = \frac{V_q}{I_q} = \frac{1}{\text{pendiente } \overline{OQ}}$$

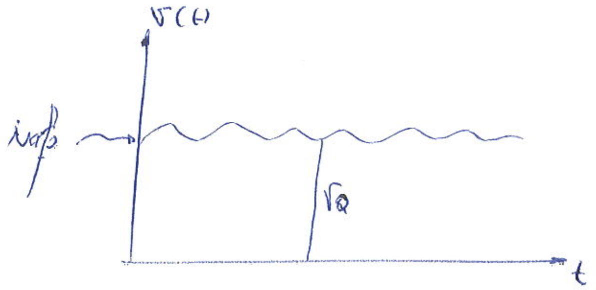
$V_q = V_Q$ (en el punto de trabajo), $I_Q = I_q$

$$R_{est.} = \frac{1}{\frac{I_q}{V_q}}$$

R_d = Resistencia Dinámica $= \frac{\Delta V}{\Delta i} = R_d$ ($\equiv r_d$, pequeña señal)

$R_d = \lim_{\Delta V \to 0} \frac{\Delta V}{\Delta i} = \frac{dv}{di}\Big|_Q = \frac{1}{*}$ ⟶ Pendiente recta tangente en 1 punto q

$R_d = \frac{1}{\frac{dI}{dv}} = \frac{1}{\left(\frac{I_S}{V_T} \cdot e^{V/V_T}\right)}$; $R_d = \frac{V_T}{I_S \cdot e^{V/V_T}} \simeq \frac{V_T}{I_q}$ (sólo en directa)



Rest ≠ Rdin

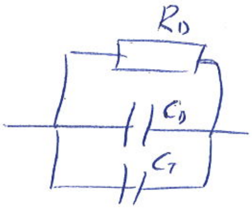
$V(t) = V_Q + v(t)$

Resistencia estática — info — Resistencia dinámica

Son las resistencias que ven

Para relacionar v(t), i(t), tensiones y corrientes de valores pequeños # en un circuito se puede aproximar un diodo por una resistencia

Superpuestos a un valor de continua

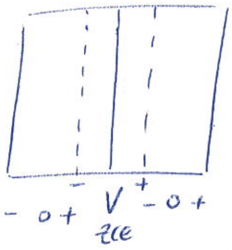


Para hallar I_q, V_q (punto Q) hay que usar $I_q = I_S \cdot (e^{V_Q/V_T} - 1)$

1.4.6 la Unión P-N real

- $I = I_S (e^{V/V_T} - 1)$ es una simplificación según las hipótesis:

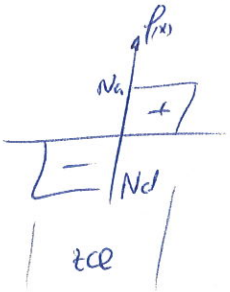
- No hay caída de tensión en las z.n.



$I_a \Leftrightarrow E \Leftrightarrow V$

$I \downarrow \Rightarrow I_a \downarrow \Rightarrow V \downarrow$

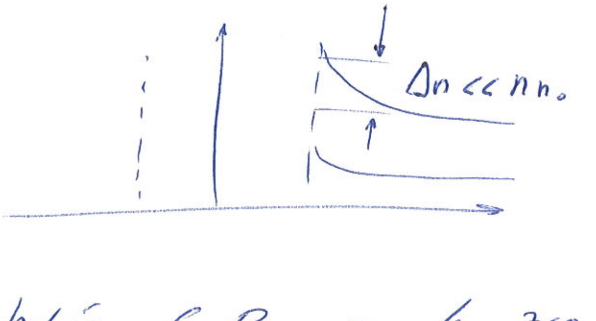
- Aproximación de vaciamiento



- los minoritarios sólo se mueven por difusión en las z.n.

$I_{dnp} << I_{anp}$

- Hipótesis de baja inyección en los bordes de la zce

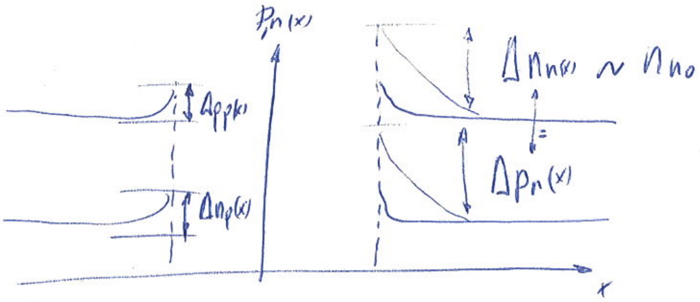


- No habrá G-R en la zce

a) Efectos de alta inyección:

baja inyección $\Longleftrightarrow$ $\begin{cases} \Delta p_x(x) \ll n_{n_0} & \text{en zona } \boxed{N} \\ \Delta n_x(x) \ll p_{p_0} & \text{en zona } \boxed{P} \end{cases}$

No es válido para VPP en directa:

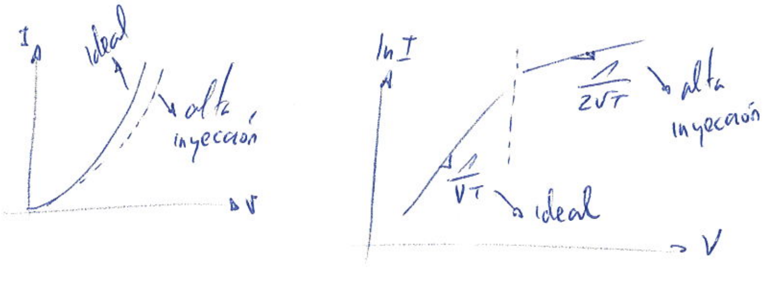


En alta inyección: las corrientes dejan de aumentar al mismo ritmo (respecto V)

$$I = I_s(e^{V/V_T} - 1)$$

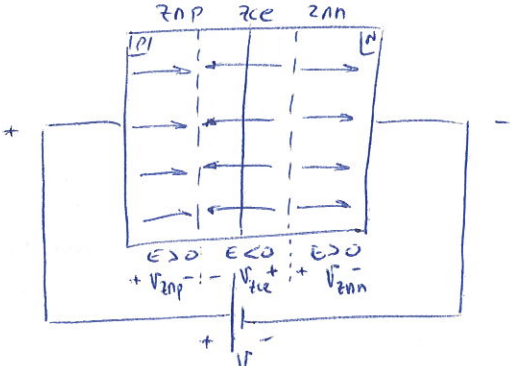
$\downarrow V \gg V_T$

$$I \simeq I_s e^{V/V_T} \rightsquigarrow I = I'_s e^{V/2V_T}$$



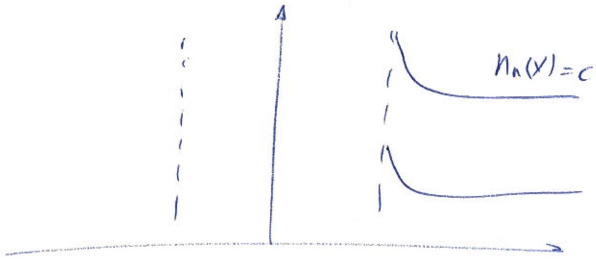
$$\ln I = \ln I_s + \frac{V}{2V_T}$$

b) Caída de tensión en las zznn



- Sólo para corrientes elevadas

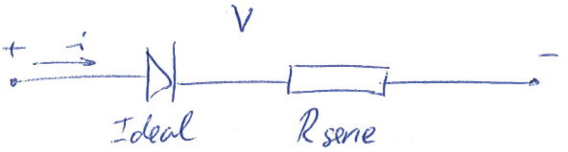
- Causa:

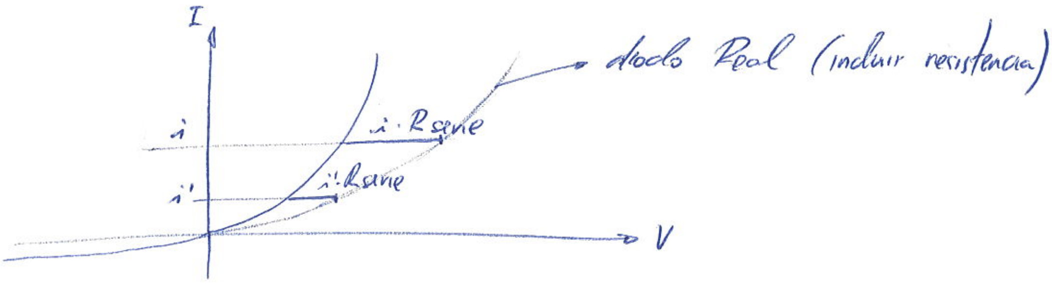


$J \Rightarrow$ debido a $J_a = q n \mu_n E$

$J_a \uparrow \Rightarrow E \uparrow \Rightarrow V \neq 0$

- Se puede modelar como R serie con el diodo ideal

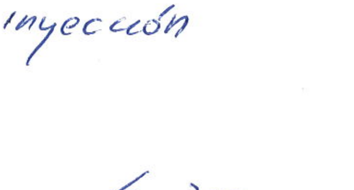




- Suele ir ligado con alta inyección

c/ Generación y Recombinación en la zce

- En equilibrio se cumple que: $G = R$ (en cualquier sitio del SC)



$E \Rightarrow$ poco e^- y h^+ en zce

o ninguno? = suponerlo era la hipótesis de vaciamiento

$G \neq 0$
$R \neq 0$ → recombinación y generación no nula.

- En inversa: había menos portadores que en eq ⇒ R↓, G>R

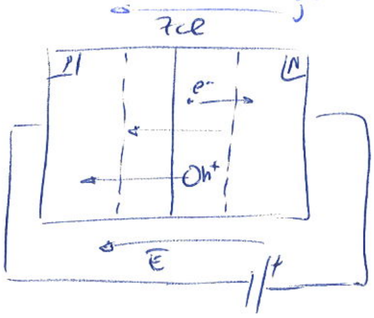
hay menos e^- y h^+ en la zce que había en eq.

2) E↑

- En directa: más portadores que en eq ⇒ R↑ (+e^- y h^+), G<R

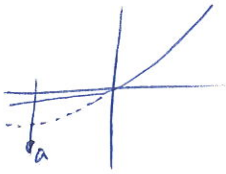
- En inversa (Que pasa cuando se genera un par e^-–h^+)

G>R

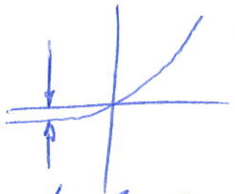


* Cuando hay Generación, se generan un par de e^-–h^+ en la zce. El campo hace que se desplacen y aparece una corriente adicional. (J)

Esta corriente adicional creada por G, se suma a I_s. por tanto I_s↑.



$I = -I_s - I(G,R)$



aumento debido a G.

- hay R ⇒ J_n, J_p } dejan de ser cte's en la zce

pero se mantiene $J_n + J_p = cte$

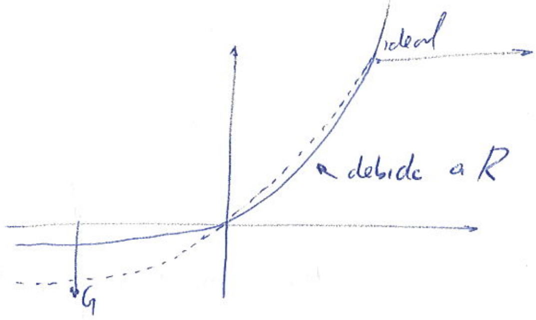
En directa se modela mediante η

$$\boxed{I = I_s\left(e^{V/\eta V_T} - 1\right)}$$

(id)

para id y vd pequeñas.

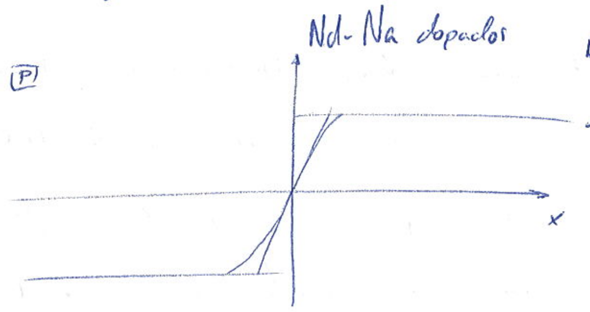
G<R ⇒ R↑ ;



R vuelve a ser despreciable y η vuelve a 1. con $V\uparrow$

$\eta \sim 1$ Ge
$\eta \sim 2$ Si
} efecto de G-R.

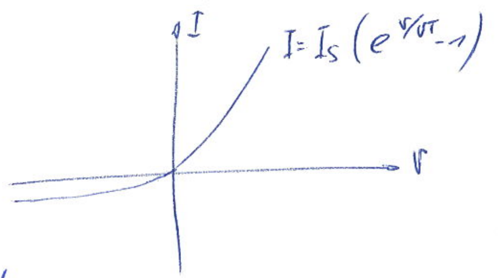
d/ Unión gradual



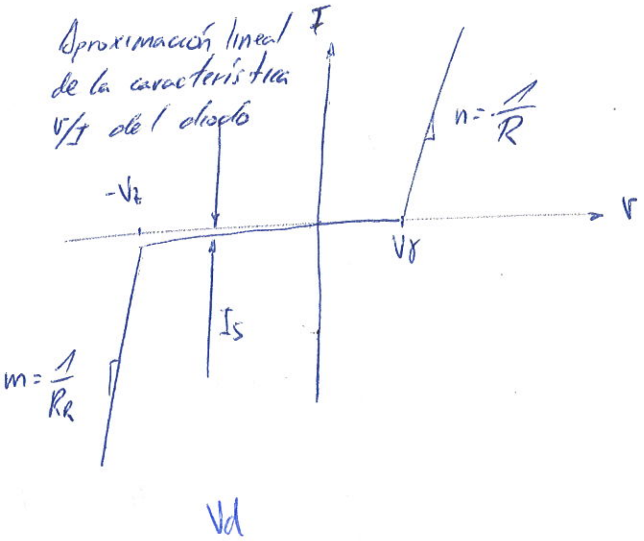
unión abrupta (≡escalón en los dopados)

1.5 dispositivos de una unión PN

1.5.1 diodos rectificadores



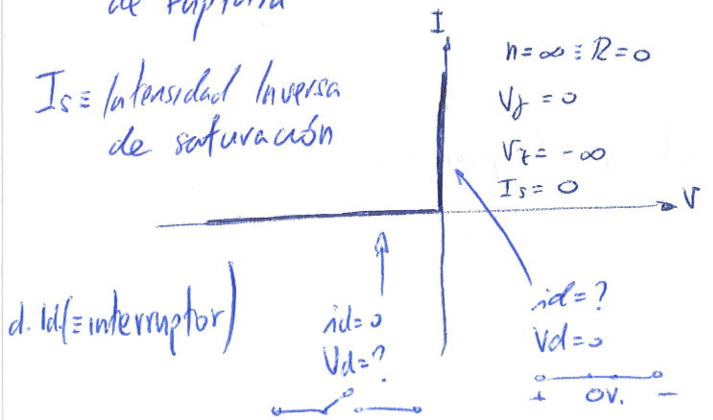
Aproximación lineal de la característica V/I del diodo

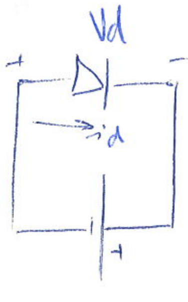


V_Z ≡ Tensión Inversa de ruptura

I_S ≡ Intensidad Inversa de saturación

DIODO IDEAL:

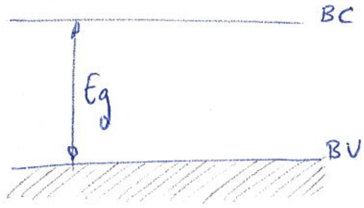




Para $V<0$ $I_{min} = 0$ (≡ Polarización Inversa)

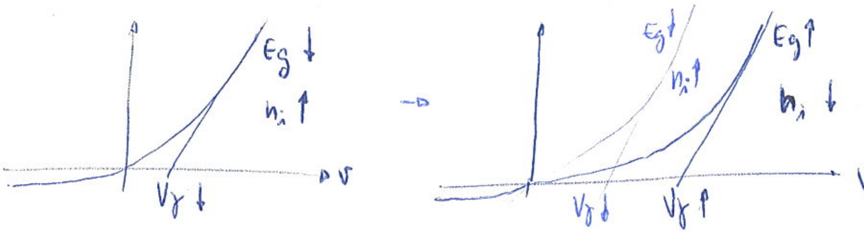
Para $I>0$ $V_{dir} = 0$ (≡ Polarización Directa)
(V_{dir}: directa)

a) Influencia de E_g: ancho de la Banda prohibida (GAP)



$E_g \uparrow \Rightarrow n_i^2 = A \cdot T^3 \cdot e^{-E_{g0}/kT} \downarrow\downarrow \Rightarrow I_s \downarrow\downarrow \Rightarrow I_d$ son menores (A = cte.; I_d = I en el diodo)

Si $E_g \uparrow \Rightarrow n_i \downarrow \Rightarrow$ menos cargas libres $\begin{smallmatrix} n\downarrow \\ p\downarrow \end{smallmatrix} \Rightarrow I \downarrow$ para una misma tensión $\Rightarrow V_\gamma \uparrow$



$\rightarrow n_i = A \cdot T^3 \cdot e^{-E_{g0}/kT}$

→ Con los SC de $V_\gamma \uparrow$ podremos trabajar a mayores T^{as}.

Además: $E_g \uparrow \Rightarrow n_i \downarrow \Rightarrow$ dependencia resp. $T^a \downarrow$ útil para algunos dispositivos de potencia.

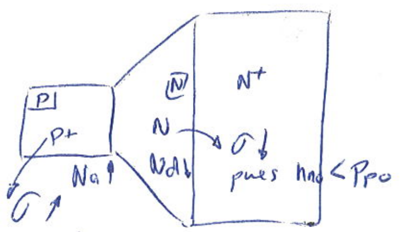
b) Influencia del dopado: N_a, N_d

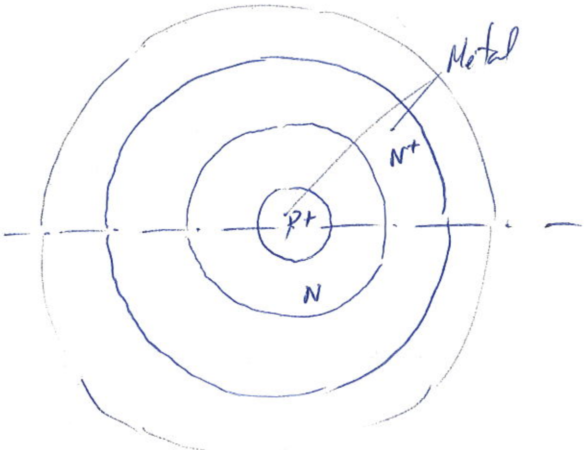
- $\left.\begin{matrix} N_a \uparrow \\ N_d \uparrow \end{matrix}\right\} \Rightarrow \sigma \uparrow \Rightarrow R_{zn} \downarrow$ ↘ Menor caída de Tensión en las zonas para la misma I.
  (σ = conductividad)
  $\sigma = q(n \cdot \mu n + p \cdot \mu p)$

- E_{max} zce $\uparrow$ (campo)
  ↳ es proporcional a $\sqrt{\dfrac{N_a N_d}{N_a + N_a}}$ ↘ Favorece la ruptura inversa. $V_z \downarrow$ (tensión del zener)

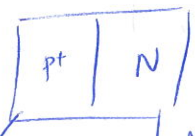
c/ Geometría del dispositivo:

Si ϕ





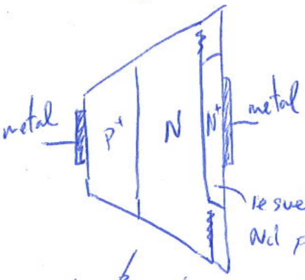
Para disminuir R en zona neutra:



Na ↑↑ ⇓ σ ↑↑ ⇓ R amp ↓ ↓

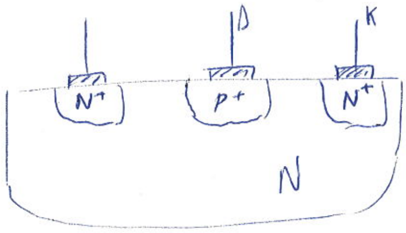
Nd ⇓ σ normal o peq. ⇓ R normal o zona grande.

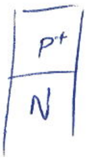
iii



se suele aumentarse Nd para conseguir mejor σ y contacto óhmico.

interesa ℓ↓ y A↑

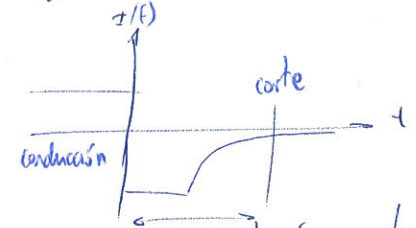




1.5.2 Diodos Rápidos (de conmutación)

- Trabajan alternativamente entre corte y conducción

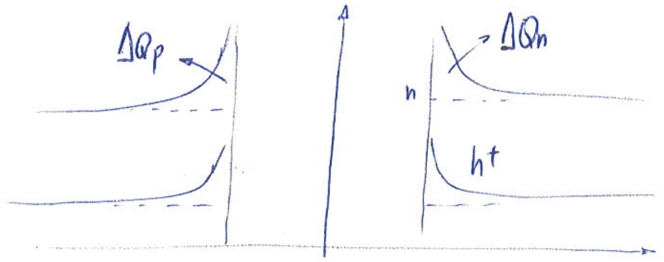
paso de corte a conducción:

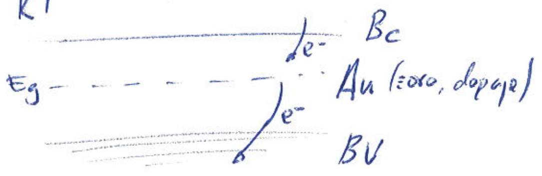


t conmutación → tiempo que tarda en estabilizarse la corriente, x tanto el diodo

⇓

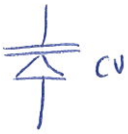
Interesa que sea pequeño ⇒ C_D ↓ C_T ↓ ⇒ - disminuir el volumen de las zonas. - disminuir los tiempos de vida τ_n τ_p de los portadores.

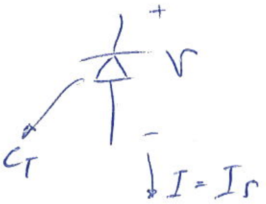


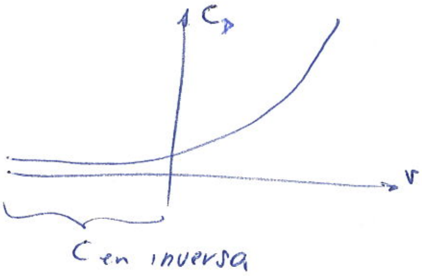


Capacidad Variable. (dependiente de la tensión en el diodo)

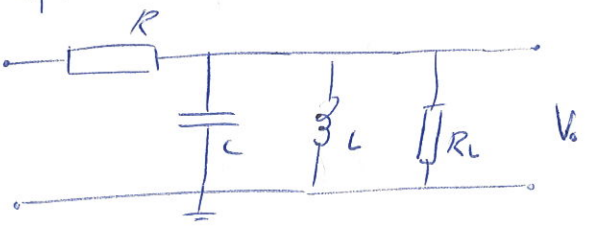
1.5.3 Diodos Varicap





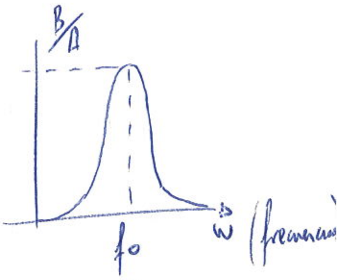


Aplicación: se utiliza como condensador variable.

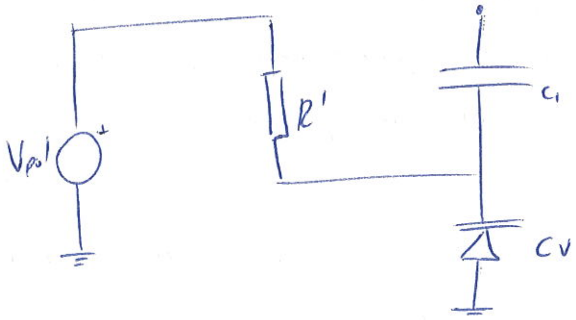


$V_i = A \sin wt$

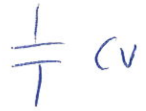
$V_o = B \sin wt$



$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

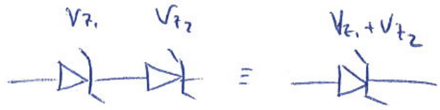


$C_1 \gg C_V$ ≡



1.5.4 Diodos zener

- Diodos zener $T^a \uparrow$ $V_z \downarrow$ V_z pequeñas



- Diodos avalancha $T^a \uparrow$ $V_z \uparrow$ V_z grandes

· BZX55C75 $V_z = 75\,V$

$\frac{dV_z}{dT} = 78\,mV/^oC$

· BZX55C6V2 $V_z = 6'2\,V$ $2'5\,mV/^oC$

BZX55C6V8 $V_z = 6'8\,V$ $3\,mV/^oC$

x11 puestos en serie

$V_z \times 11 = 68'2\,V$

$\frac{dV_z}{dT} = 2'5 \cdot 11 = 27'5\,mV/^oC$

$6'8\,V$

\+ $3\,mV/^oC$

$75\,V$

$30'5\,mV/^oC$

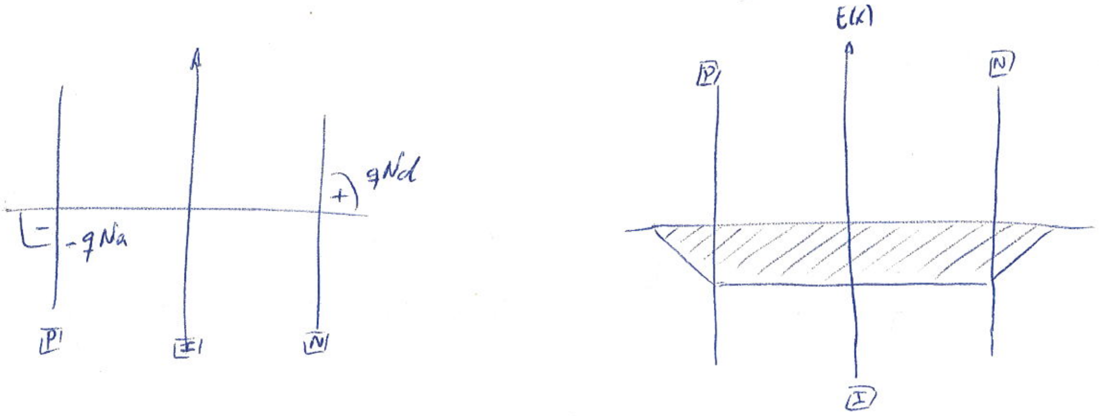
· BZX55C36 $V_z = 36\,V$ $32\,mV/^oC$

BZX55C39 $V_z = 39\,V$ $35\,mV/^oC$

\+ $75\,V$ $67\,mV/^oC$

diodos PIN

Semiconductor intrínseco (no está dopado)



Como $V = -\int E\,x$ y el área es mayor que en un diodo normal afirmamos que menores cargas en z.c.e nos crea mayores tensiones.

El campo máximo es menor en los diodos PIN para una misma tensión V. Para que el diodo entre en ruptura inversa se requieren Tensiones inversas mucho mayores ≡ $V_Z \uparrow$

Adecuado para circuitos de potencia.

Los diodos PIN tienen menores capacidades de transición lo que indica que son más rápidos (se pueden utilizar en radiofrecuencias).

La curva característica V/I es

$I = K e^{V_d / m V_T}$ para $V_d > 0$
$V_d \downarrow$

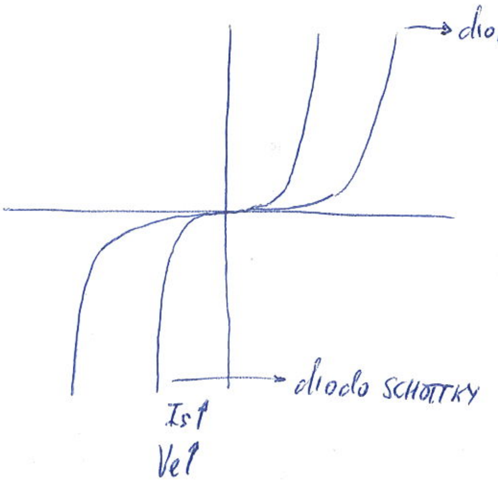
Altas polarizaciones directa. $\Longrightarrow I = K V_d^2$

1.5.8 Diodo Schottky

Se basan en la unión metal - semiconductor.

2 comportamientos diferentes

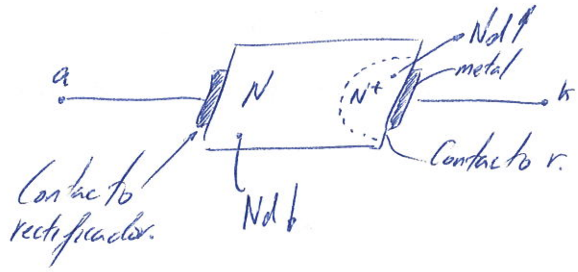
- Deja pasar la electricidad sin más, en los 2 sentidos (como si fuera un contacto).
- Contacto rectificador => sólo deja pasar la corriente en un sentido.



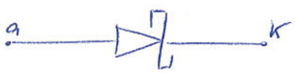
Conduce con tensiones directas menores tal como se ve en el gráfico.

$Q\downarrow \equiv C\downarrow \Rightarrow$ Son diodos más rápidos que los normales.

- Estructuras -



⟶ También puede ser de tipo P.



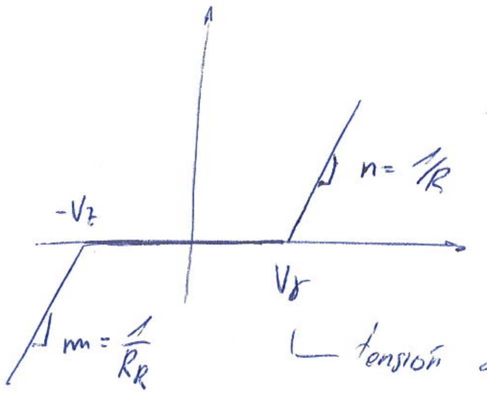
1.6. Circuitos con diodos

1.6.1 Modelo del diodo: Aproximación lineal por tramos

$I = I_s(e^{V/V_T} - 1)$ · caract. no lineal.

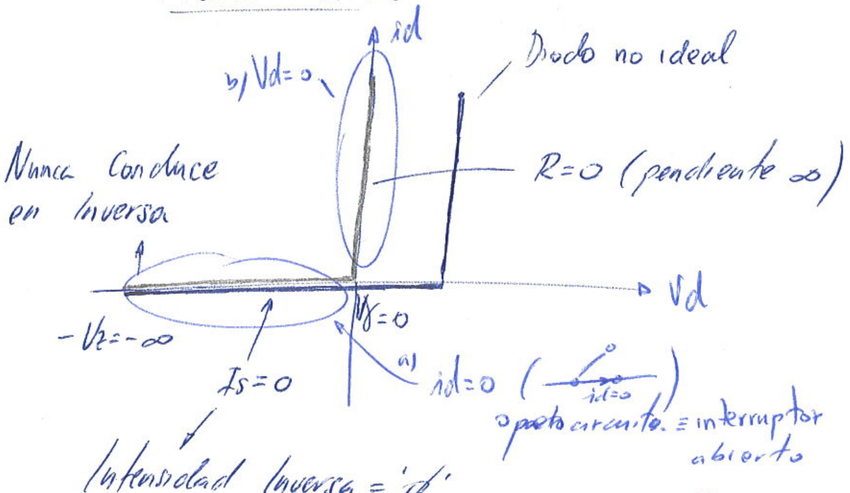
$i_d = I_s\left(e^{\frac{V_d}{\eta V_T}} - 1\right)$

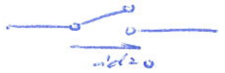
Aproximación del tipo (por tramos lineales)



└ tensión de codo o umbral cuando id aumenta.

Diodo Ideal





⇒ 2 estados o comportamientos

a) Directa – On – Conducción

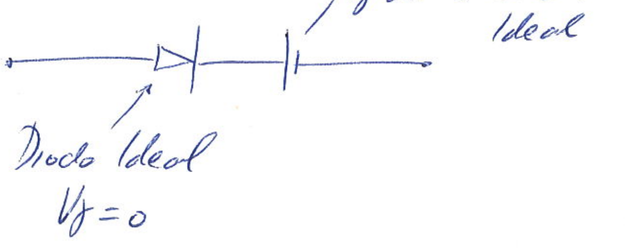
$V_d = 0$
$I_d > 0$
} el diodo equivale a un interruptor cerrado o cortocircuito.

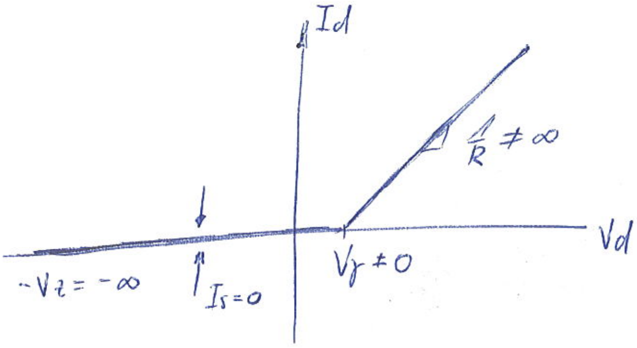
b) Inversa – Off – corte

Es como si fuera un interruptor abierto. Aunque entre los 2 ptos. del interruptor exista mucha tensión.

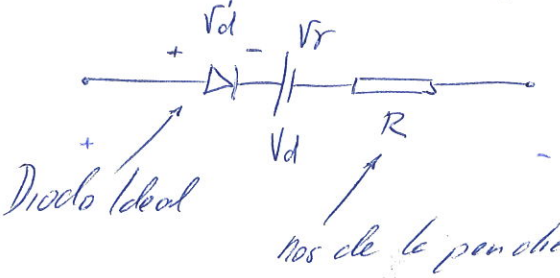
⇒ Al diodo no ideal le hemos introducido una $V_\gamma \neq 0$

El esquema electrico ~~equivalente~~ equivalente sería.





Esta aproximación del diodo tiene por circuito equivalente.



Para que el diodo conduzca $Id > 0$

$$V'd \geq 0 \implies Vd = V'd + V_\gamma + V_R$$

($V_\gamma \neq 0$; $V_R = R \cdot Id \neq 0$)

Para que conduzca el diodo ideal

$$V'd = 0 \; ; \; V_\gamma > 0 \; ; \; V_R > 0$$

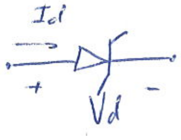
Por tanto queda la fórmula $Vd \overset{*}{\geq} V_\gamma + Id \cdot R$

* Ponemos el mayor debido a que V'd siempre es un poco mayor que 'Ø'.

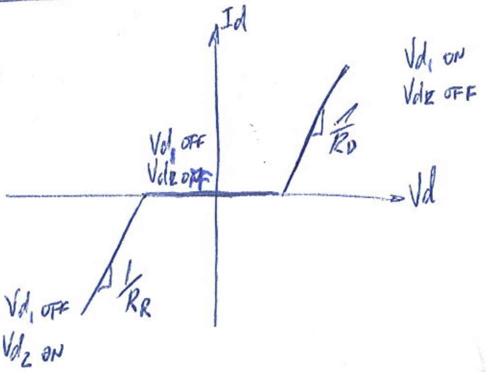
Podemos calcular la corriente a partir de la pendiente

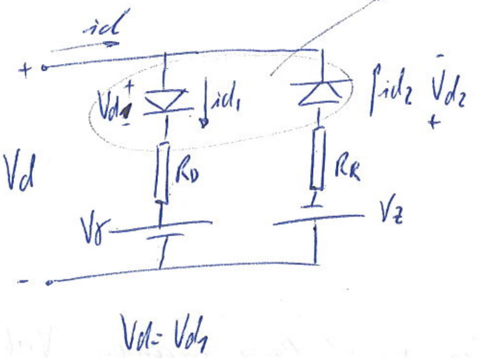
$$I = \frac{Vd - V_\gamma}{R}$$

Aproximación lineal del diodo considerado V_z



$R_D \neq 0$
$V_\gamma \neq 0$
$-V_z \neq -\infty$
$R_R \neq 0$





Diodo Zener: (3 estados)
- conducción en directa
- corte
- conducción en inversa

$$\text{KVL:}\begin{cases} V_d = V_{d_1} + i_{d_1}\cdot R_D + V_\gamma \quad (i_{d_1}\cdot R_D = V_{RD}) \\ V_d = -V_{d_2} - i_{d_2}\cdot R_R - V_z \quad (i_{d_2}\cdot R_R = V_{RR}) \end{cases}$$

D_1 en directa: $\left.\begin{matrix} V_{d_1} = 0 \\ i_{d_1} > 0 \end{matrix}\right\} \Rightarrow V_d = i_{d_1}\cdot R_D + V_\gamma \;;\; i_{d_1} = \dfrac{V_d - V_\gamma}{R_D} > 0$

$$\boxed{V_d > V_\gamma}$$

D_2 en directa: $\left.\begin{matrix} V_{d_2} = 0 \\ i_{d_2} > 0 \end{matrix}\right\} \Rightarrow V_d = -i_{d_2}\cdot R_R - V_z \;;\; i_{d_2} = -\dfrac{V_d + V_z}{R_R} > 0$

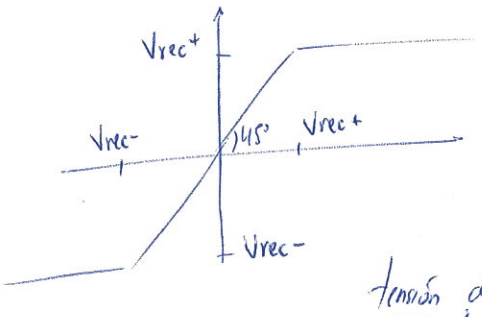
$$\boxed{V_d < -V_z}$$

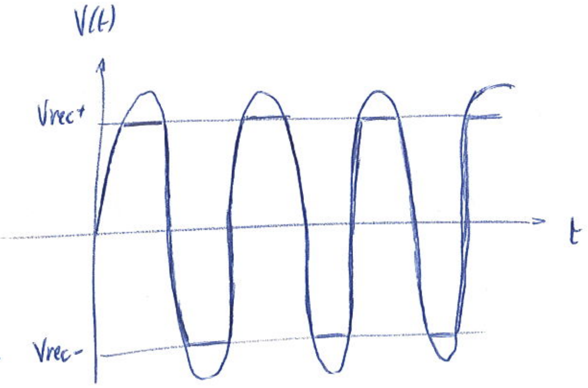
1.6.2 Circuitos recortadores o limitadores

Def: Función de transferencia o característica entrada/salida

relaciona $V_i \longrightarrow V_o$

$I_i \longrightarrow I_o$

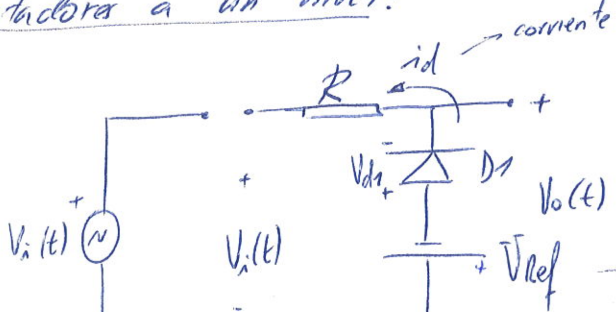




tensión de recorte → Vrec-

Recortadores a un nivel:

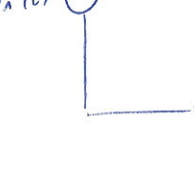
a)



→ tensión de referencia. depende del recorte (del diseño) no del modelo de diodo.

KVL: $V_i = -i_d\cdot R - V_{d_1} - V_{Ref}$

$\sum_{i=0}^{n} V_i = 0 \longrightarrow V_i + i_d\cdot R + V_{d_1} - V_{Ref} = 0$ (con $i_d\cdot R = V_R$)



→ D_{on} (diodo conduce) → $V_{d_1} = 0$, $i_d > 0$; $V_i = -i_d\cdot R - V_{Ref}$; $i_d = \dfrac{-V_i - V_{Ref}}{R} > 0$

Para que el diodo conduzca: $V_i(t) < -V_{Ref}$

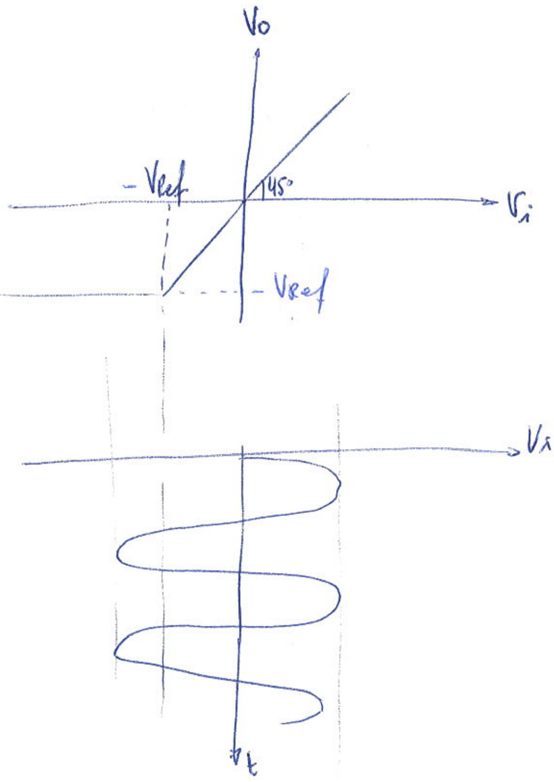
$\underline{V_o = -V_{Ref}} \Leftarrow \boxed{V_i < -V_{Ref}}$

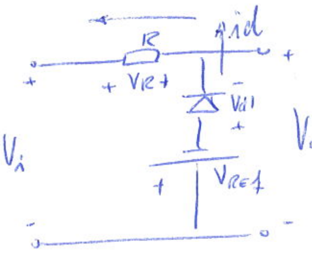
diodo no conduce = D_{off} ⟶ si $V_{d1} < 0$, $i_d = 0$

$V_i = -V_{d1} - V_{Ref} - i_{d1} \cdot R$ (VR)

$V_{d1} = -V_{Ref} - V_i < 0$

$V_i > -V_{Ref} \Rightarrow V_o = V_i$

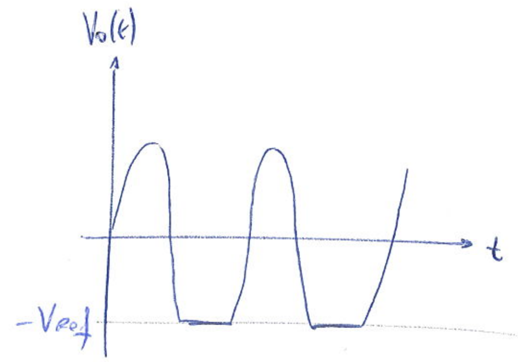




$V_o = V_i - V_R = V_i - R \cdot i_{d1}$ (D1 OFF, $i_{d1}=0$)

$V_o = -V_{Ref} - V_{d1}$
↳ no sirve $V_{d1} < 0$ $V_{d1} = ?$

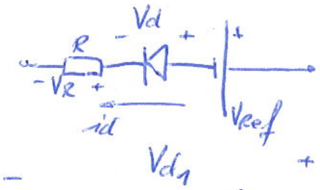
=



Metodología de trabajo con diodos

1. Substituir el diodo por un modelo. (lineal, p.ej: R's V's _ D ideales) ~3ª aproximación:

2. Aplicar KCL, KVL (Kirchoff)
   aparezcan id, Vd

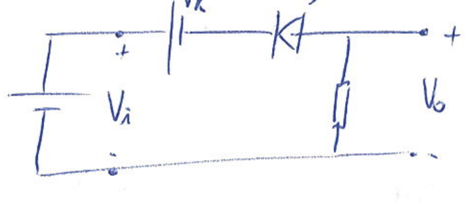


3. Aplicar las condiciones y restricciones que nos exigirá el diodo en función de su estado. — D_{OFF}: $V_{d1} < 0$, $i_{d1} = 0$ — D_{ON}: $V_{d1} = 0$, $i_{d1} > 0$

4. Obtener V_o en función de V_i, y/o de las tensiones y corrientes en los diodos.

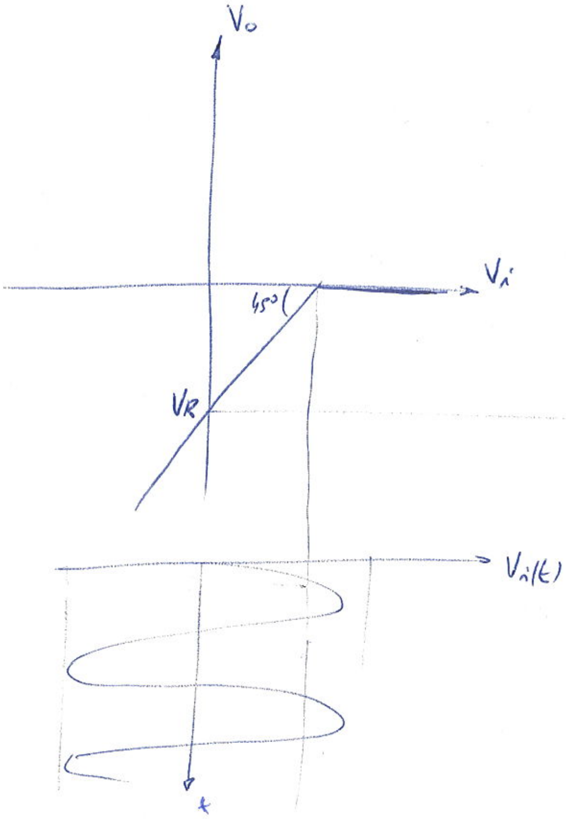
Otros recortadores a 1 nivel:

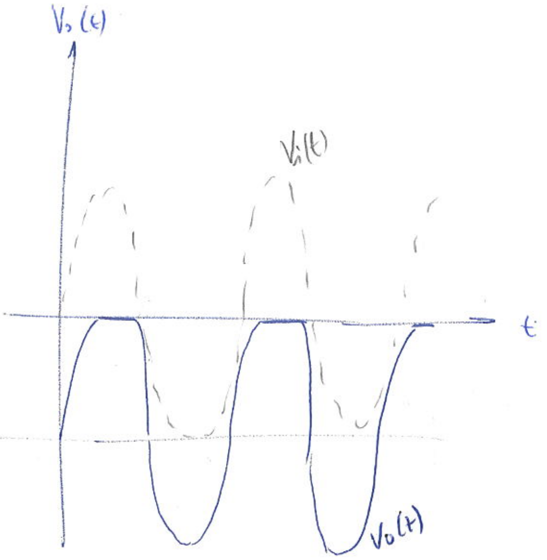
b/



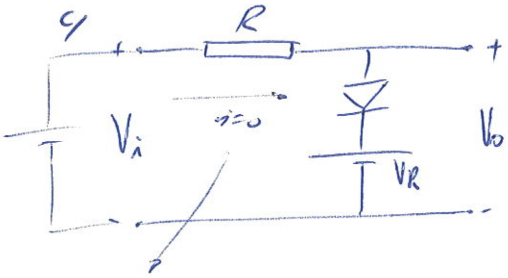
$V_i > V_R \Rightarrow D$ en inversa $\Rightarrow i = 0 \Rightarrow V_o = 0V$

$V_i < V_R \Rightarrow D$ en directa $\Rightarrow i < 0 \Rightarrow V_o = V_i - V_R$
$i_d > 0$





c/



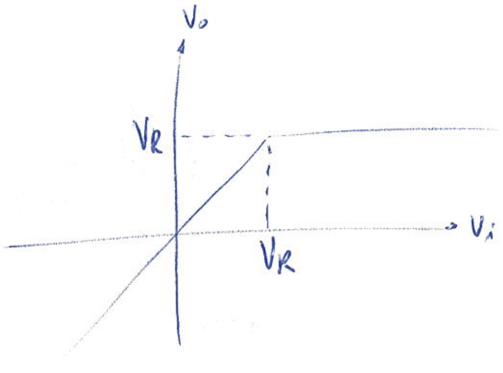
$V = R \cdot I = 0$

$V_i = 0 \Rightarrow V_o = 0V$

Al conectarlo a una fuente:

$V_i > V_R \Rightarrow D_{on} \Rightarrow V_o = V_R$

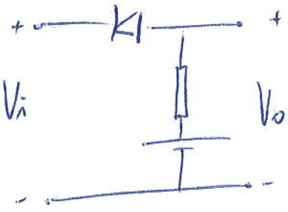
$V_i < V_R \Rightarrow D_{off} \Rightarrow i = 0 \Rightarrow V_R = 0 \Rightarrow V_o = V_i$ en la resistencia

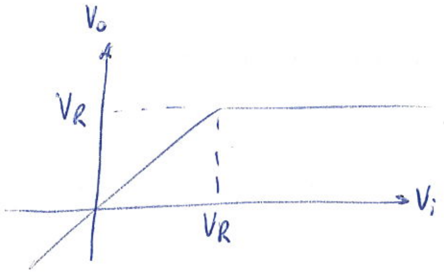


$V_i > V_R + 0'6\,V \Rightarrow D_{on} \Rightarrow V_o = V_R + V_{Diodo} = V_R + 0'6$

$V_i < V_R + 0'6\,V \Rightarrow D_{off} \Rightarrow V_o = V_i$

d/

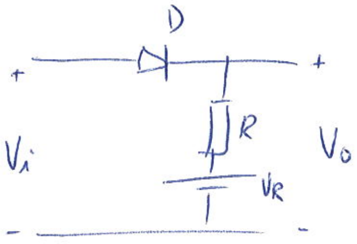


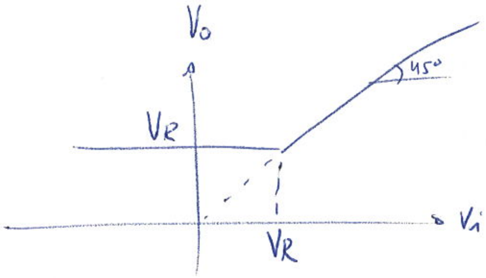


$V_i > V_R \Rightarrow D_{off} \Rightarrow I = 0 \Rightarrow V_o = V_R$

$V_i < V_R \Rightarrow D_{on} \Rightarrow V_o = V_i$

e/





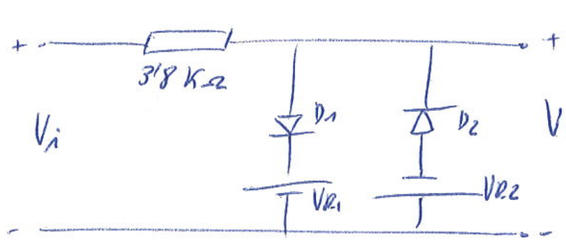
Recortadores a 2 niveles:

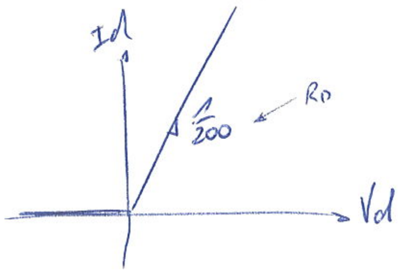
ejemplo:

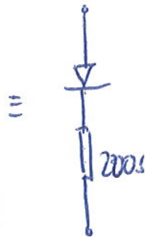
$V_{R1} = 3V$

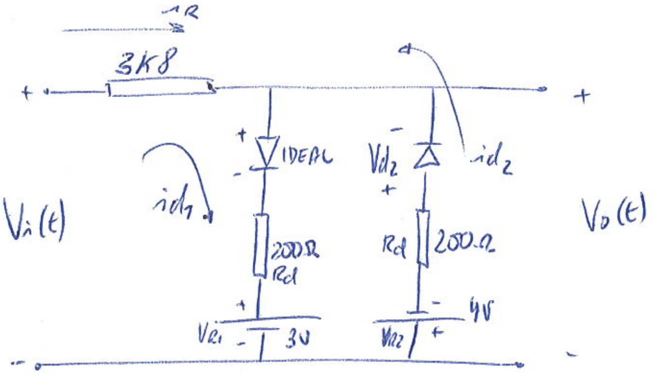
$V_{R2} = 4V$

$R_D = 200\Omega$

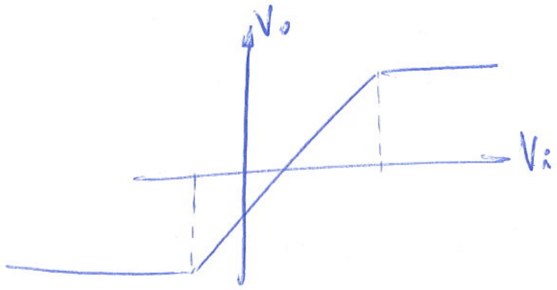








Curva característica de Recortadores a 2 niveles:



* 3 estados posibles para los 2 diodos (3 rectas).
hay 2 codos o recortes
3 comportamientos

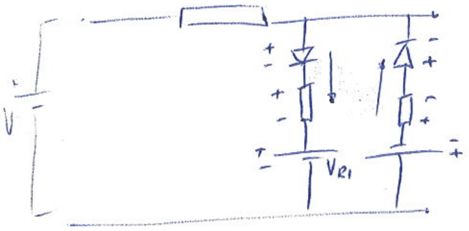
KVL: $V_i = i_R \cdot R + V_{d1} + i_{d1} \cdot R_d + V_{R1}$

$V_i = i_R \cdot R - V_{d2} - i_{d2} \cdot R_d - V_{R2}$

KCL: $i_R = i_{d1} + (-i_d)$

$V_o = V_i - R \cdot i_R = V_i - 3'8\,(i_{d1} - i_{d2})$

$$\begin{cases} V_i = 4 i_{d1} - 3'8\, i_{d2} + V_{d1} + 3 \\ V_i = 3'8\, i_{d1} - 4 i_{d2} - V_{d2} - 4 \end{cases}$$



$$\sum_{i=1}^{6} V_i > 0 \quad !!!$$ $\Rightarrow$ No pueden conducir los 2 diodos al mismo tiempo.

Al poner un fuente, si $V < V_{R_1}$ tampoco conducirá corriente

1/ D1 ON, D2 ON $\Rightarrow$ $V_{d_1} = 0$, $V_{d_2} = 0$

$$\begin{cases} V_i - 3 = 4 i_{d_1} - 3'8\, i_{d_2} \\ V_i + 4 = 3'8\, i_{d_1} - 4 i_{d_2} \end{cases}$$

$$i_{d_1} = \frac{0'2 V_i - 27'2}{1'56}$$

$$i_{d_2} = \frac{-0'2 V_i - 27'2}{1'56}$$

$i_{d_1} > 0$, $i_{d_2} > 0$ $\Leftrightarrow$ D_1 ON, D_2 ON $\Rightarrow$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_i > 136\text{ V} \\ V_i < -137\text{ V} \end{cases}$$ no es posible las 2 al mismo tiempo.

2/ D1 ON, D2 OFF $\Rightarrow$ $V_{d_1} = 0$, $I_{d_2} = 0$

$$\begin{cases} V_i - 3 = 4 i_{d_1} \\ V_i + 4 = 3'8\, i_{d_1} - V_{d_2} \end{cases}$$

$\rightarrow$ $i_{d_1} = \frac{V_i - 3}{4} > 0$ por D1 en ON es positiva. $\Downarrow$ $V_i > 3$ V

$V_o = V_i - R i_R = V_i - 3'8\,(i_{d_1} - i_{d_2})$ $\longrightarrow$ $i_{d_2} = 0$ sust: i_{d_1} $\Rightarrow$ $V_o = \frac{0'2 V_i + 11'4}{4}$

3/ D1 OFF, D2 OFF $\Rightarrow$ $i_{d_1} = 0$, $i_{d_2} = 0$

$$\begin{cases} V_i = V_{d_1} + 3 \\ V_i = -V_{d_2} - 4 \end{cases}$$

$V_{d_1} < 0$ para que conduzca

$\hookrightarrow$ $V_{d_1} = V_i - 3 \Rightarrow \underline{V_i < 3}$

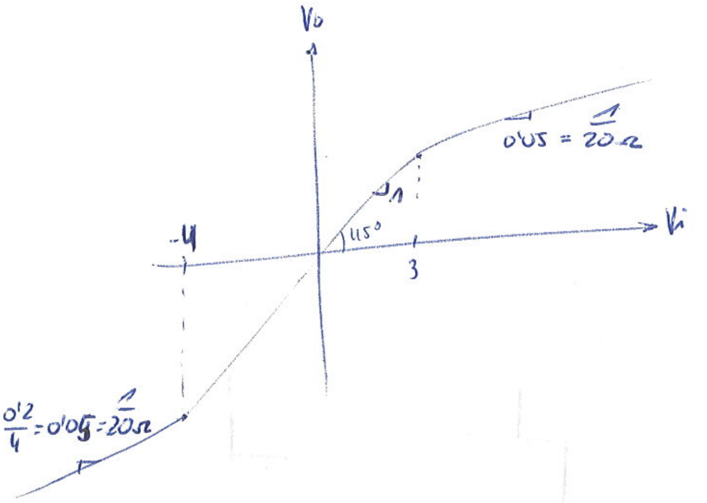
$V_{d_2} = -4 - V_i < 0 \Rightarrow \underline{V_i > -4}$

$V_o = V_i - R \cdot i_R = V_i - 3'8\,(i_{d_1} - i_{d_2})$ $\longrightarrow$ $V_o = V_i$

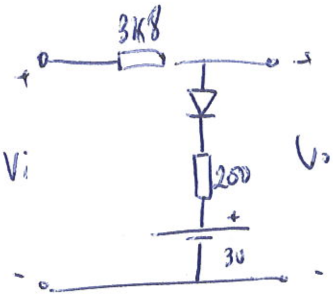
4 D1 OFF ⇒ $i_{d1} = 0$
D2 ON ⇒ $V_{d2} = 0$

$V_i < -4$

$V_o = \frac{0'2 V_i - 15'2}{4}$



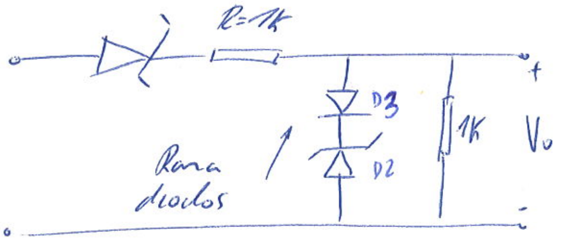
⇝ R = 20Ω:



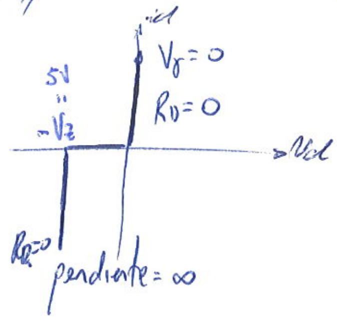
$3V + V_o = \frac{200}{3K8 + 200} \cdot V_i + 3V$

$R_{eq} = \frac{200}{4000} = \frac{1}{20} = 0'05$
‖
pendiente

* Ejemplo hallar la función de transferencia del siguiente circuito suponiendo ideales los diodos y los zener.



Gráfica Zener Ideal (3 estados)



- conducción
- corte
- inversa

El zener ideal se comporta en directa como un diodo ideal.

El nº total de estados es:

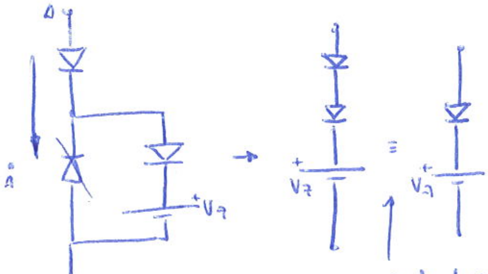
nº de estados de D1 × nº de estados D2 × nº estados D3

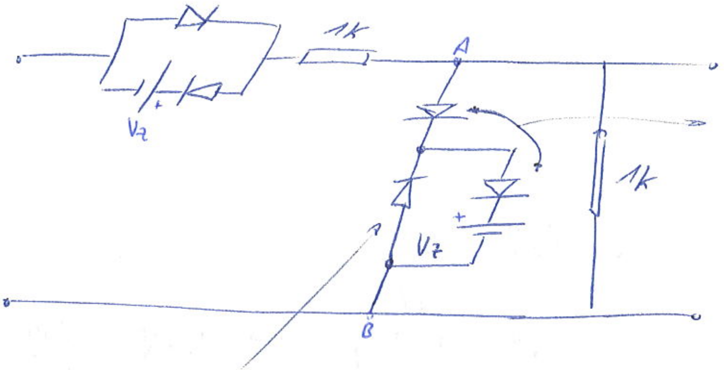
3 × 3 × 2 = 18 estados

⇒ Pero como estamos con comportamientos ideales
- La Rama diodos sólo tiene 2 posibles estados. (comportamiento ideal de D2)
- El diodo zener de fuera de la rama tiene 3 estados posibles.

Por tanto el circuito sólo tiene 3·2 = 6 estados.

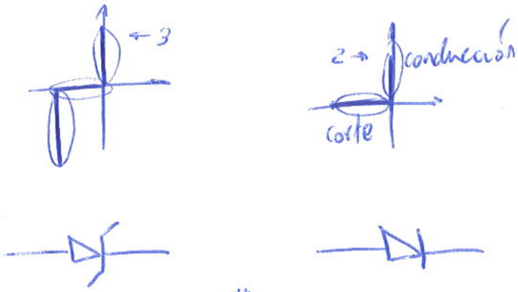
i) Sustituimos los diodos por sus modelo



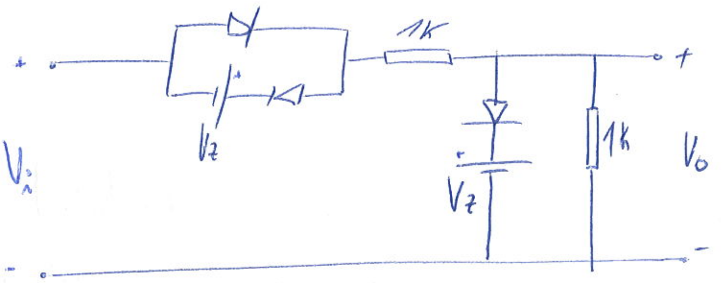


Como son diodos ideales colocamos un solo diodo ideal.

Este diodo nunca conducirá porque el diodo superior no le dejara. Lo podemos suprimir.



Nos queda el circuito



3 estados x 2 estados = 6 estados

Hay que estudiar los 6 estados posibles.

1) D1 OFF, D2 OFF
2) D1 ON, D2 OFF
3) D1 ON, D2 ON
4) D1 En ruptura inversa, ~~D2~~ OFF
5) D1 OFF, D2 ON } Estados no posibles por leyes de Kirchoff { 6) D1 En ruptura inversa, D2 ON

- Establecer las eq. del circuito mediante Kirchoff.

KVL

Rama izquierda $V_i = V_{d_1} + i_{d_1} \cdot 1k + V_{d_2} + 5V$

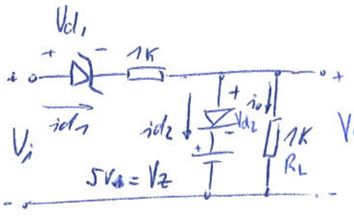
Rama derecha $V_i = V_{d_1} + i_{d_1} \cdot 1k + \underbrace{(i_{d_1} - i_{d_2}) \cdot 1k}_{i_o \cdot 1k}$

KCL

$i_o = i_{d_1} - i_{d_2}$

Salida

$V_o = i_o \cdot 1k = V_i - V_{d_1} - i_{d_1} \cdot 1k = V_{d_2} + 5V$



Tensiones y corriente en los diodos

↓

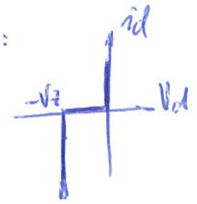
V entrada

⇓

V entrada como solución de condiciones impuestas por los diodos

⇒ Sustituimos en los diferentes estados

1/ D1 OFF, D2 OFF ⇒ $\begin{cases} -5 < V_{d1} < 0 \\ i_{d1} = 0 \end{cases}$ → ZENER IDEAL:



$\begin{cases} V_{d2} < 0 \\ i_{d2} = 0 \end{cases}$

$V_i - 5 = V_{d1} + 0 + V_{d2}$

$V_i = V_{d1} + 0 + 0 \Rightarrow V_i = V_{d1}$

$\boxed{-5V < V_i < 0}$

$V_o = (i_{d1} - i_{d2}) \cdot 1K = 0 \rightarrow \boxed{V_o = 0}$ (con $i_o = i_{d1} - i_{d2}$, $i_{d1} = 0$, $i_{d2} = 0$)

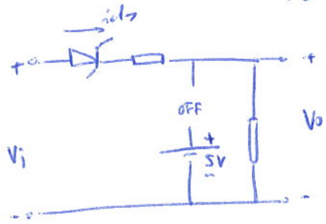
2/ D1 ON, D2 OFF ⇒

$V_i - 5 = 0 + V_{d2} + i_{d1}$

$V_i = 0 + 2i_{d1} - 0$

$V_i > 0 \quad \lfloor \rightarrow i_{d1} = \frac{V_i}{2}$

* Vo tiene que ser menor que 5V porque sinó el diodo conduciría. Obtendría una caída de tensión positiva.



$V_o < 5$ *

$V_o = V_i - 0 - i_{d1} = \frac{V_i}{2}$ (con $0 = V_{d1}$, $i_{d1} = \frac{V_i}{2}$)

$\left.\begin{aligned} V_i - 5 &= V_{d2} + \frac{V_i}{2} \\ V_i &= 2V_{d2} + 10 \end{aligned}\right\}$ $\boxed{0 < V_i < 10}$; $\boxed{V_o = \frac{V_i}{2}}$

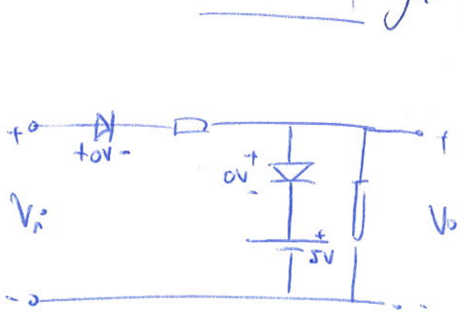
3/ D1 ON, D2 ON

$\begin{cases} V_i - 5 = 0 + 0 + i_{d1} \geq 0 & \text{— } V_i \geq 5 \text{ ; No, por ser menos restrictiva.} \\ V_i = 0 + 2i_{d1} - i_{d2} \end{cases}$

$\downarrow i_{d1} = V_i - 5$

$V_i = 2V_i - 10 + i_{d2} \Rightarrow \boxed{V_i \geq 10}$

$\Rightarrow \boxed{V_o = 5V}$ ya que D2 esta en ON:



$V_o = V_{d2} + 5 = 5$ (con $V_{d2} = 0$)

⟶ $V_o = 5V$

4) D1 Ruptura inversa → $\begin{cases} V_{d1} = -5V. \\ i_{d1} < 0 \end{cases}$

D2 OFF

↘ $V_{d2} < 0$

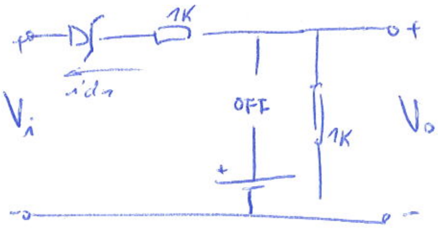
$i_{d2} = 0$

$$\begin{cases} V_i - 5 = V_{d1} + V_{d2} + i_{d1} \\ V_i = V_{d1} + 2 i_{d1} - 0 \end{cases}$$

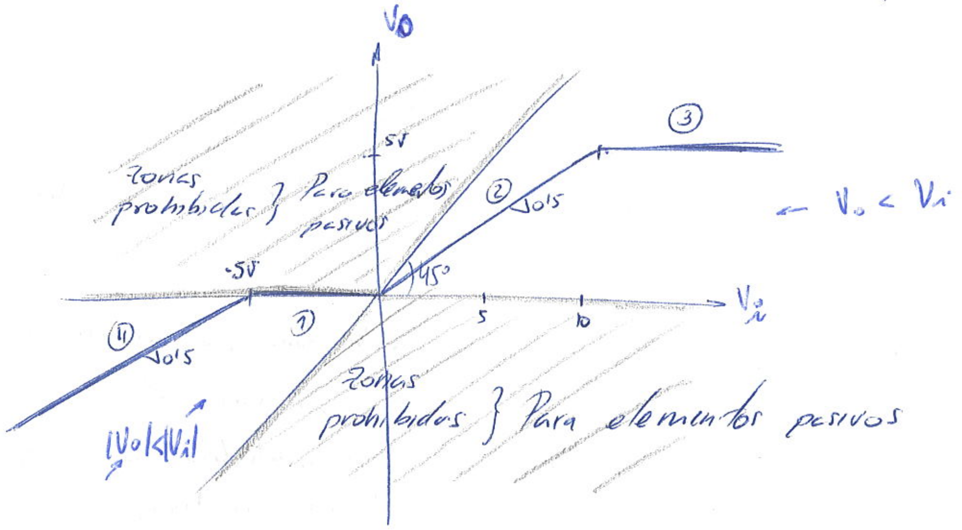
($V_{d1} = -5$, $i_{d1} < 0$: algo negativo) → $V_i = -5 + \ominus$ → $\boxed{V_i < -5}$

$$i_{d1} = \frac{V_i + 5}{2}$$

$$V_o = V_i + 5 - \frac{V_i + 5}{2} \; ; \quad \boxed{V_o = \frac{V_i}{2} + 2'5}$$

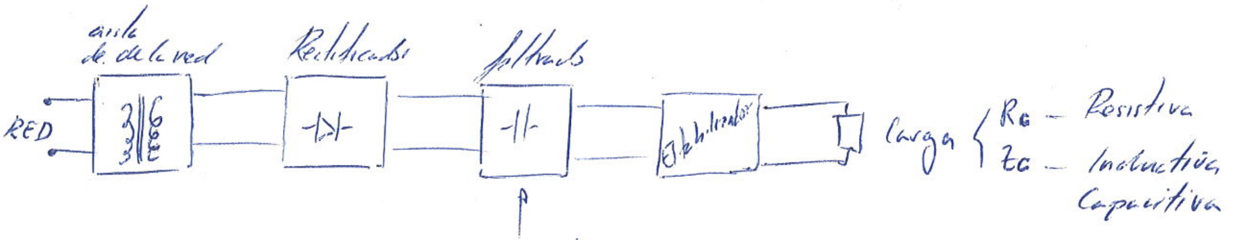


Característica del circuito (Función de transferencia)



* Hay que tener en cuenta que $V_o \in [0, V_i]$ ya que es un circuito pasivo → tiene que ser V_o positivo. $0 < V_o < V_i$ → $|V_o| < |V_i|$
* la pendiente de la característica debe ser ≥ 0.

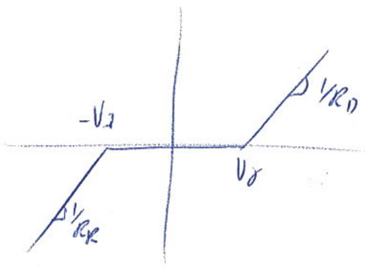
1.6.3 Rectificación y filtrado

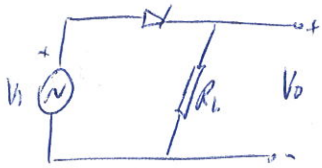


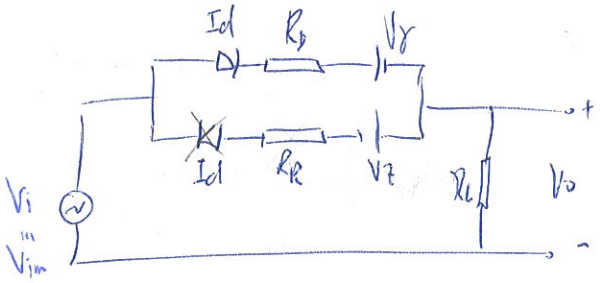
Equivale a un PASO-BAJO
Se puede formar RC, LC, RL.

Rectificador de Media Onda

- Configuración

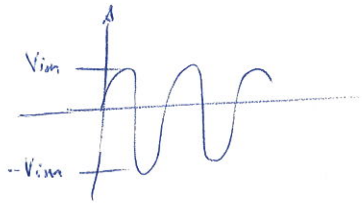






$\left\{ \begin{array}{l} V_i = V_{max} \sin wt \\ V_{max} = \sqrt{2} \cdot V_{ef} \end{array} \right.$

Usaremos un diodo con $V_Z \uparrow$ tendremos $V_Z > V_{im}$.



Por tanto la rama de conducción inversa no conducirá la podemos olvidar

$\boxed{D1 \text{ conduce si } V_{im} > V_\gamma}$

Para $V_i > V_\gamma$

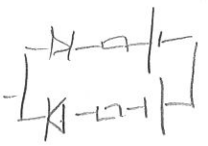
$$I = \frac{V_i - V_\gamma}{R_L + R_D}$$

$$V_o = R_L \cdot I = R_L \cdot \frac{V_i - V_\gamma}{R_L + R_D}$$ Normalmente $R_L \gg R_D$

por tanto $\boxed{V_o = V_i - V_\gamma}$

$$V_d = V_i - V_o = \frac{V_i R_D + V_\gamma R_L}{R_D + R_L} ;$$

↑ En el diodo



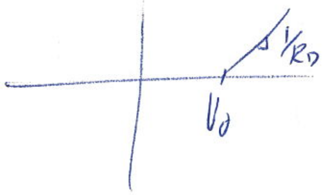
Si $V_{im} \gg V_\gamma$

Para $V_i > 0$ (simplificamos)

$$I = \frac{V_{im} \cdot \text{sen}\, \omega t}{R_D + R_L}$$

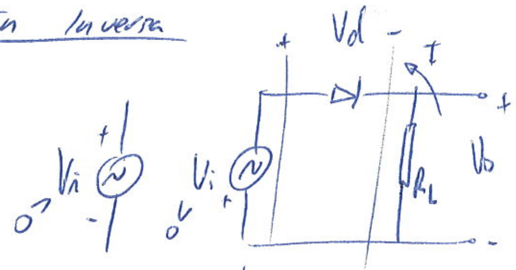
$$V_o = \frac{R_L}{R_D + R_L} \cdot V_{im} \cdot \text{sen}\, \omega t$$

$$V_d = (V_i - V_o) = \frac{R_D}{R_L + R_D} V_{im} \cdot \text{sen}\, \omega t$$

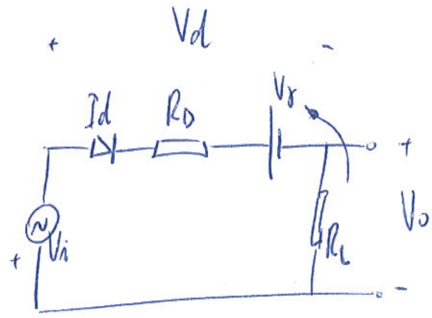


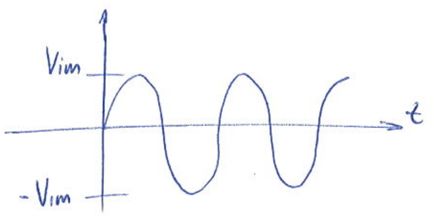
Rectificador de Media onda (cont)

__En Inversa__



≡



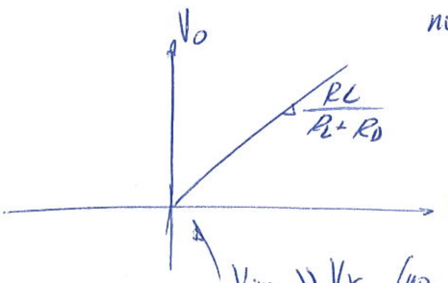


D en inv. ⇒ $I = 0$ ⇒ $V_o = 0$

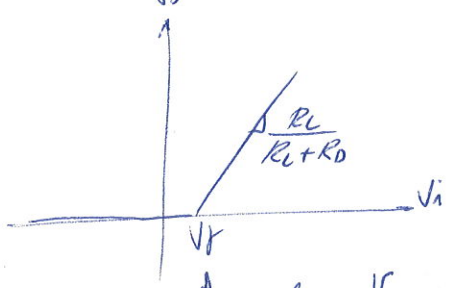
$$V_d = V_i - \underset{0}{V_o} = -V_i = -V_{im} \cdot \text{sen}\, \omega t$$

- Función de transferencia:

normalmente: $R_L \gg R_D$



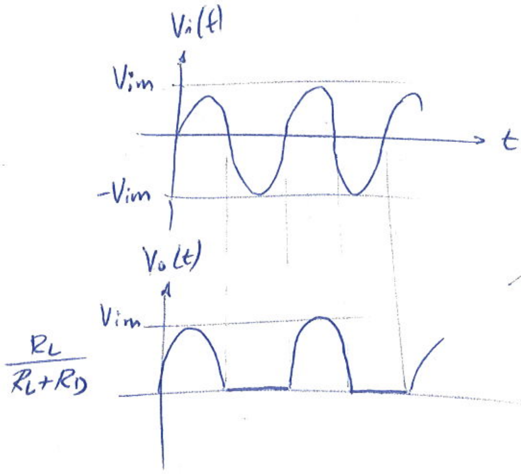
$V_{im} \gg V_\gamma$ (no tenemos en cuenta V_γ)



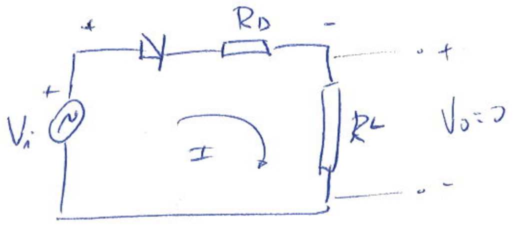
↑ considerar V_γ

V_{im}: tensión de entrada máxima
$\shortparallel$
V_i

- Formas de onda:

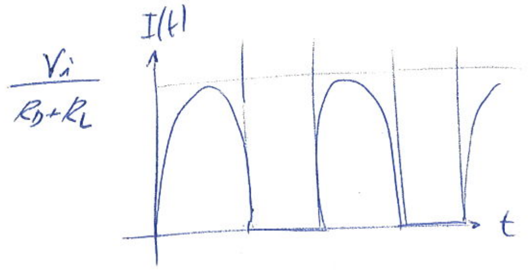


despreciando V_γ

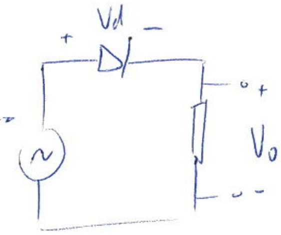


$$I = \frac{V_i}{R_D + R_L} \quad V_i > 0$$

$$I = 0 \quad V_i < 0$$

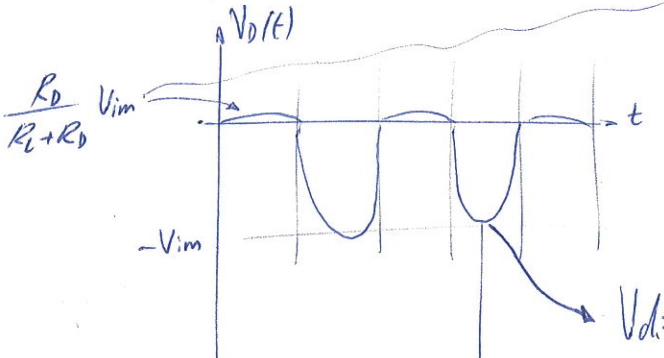


tensión en el diodo



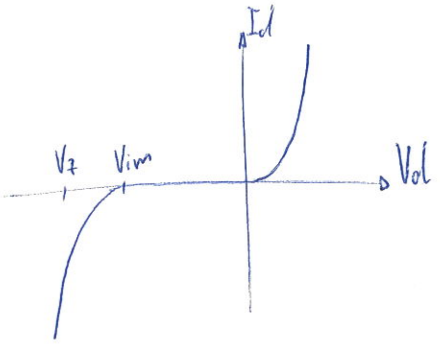
$$V_d = V_i - V_o = V_{im} - V_{im}\frac{R_L}{R_L + R_D}$$

$$= \frac{R_D}{R_L + R_D} V_{im} > 0$$



$V_d = V_i < 0$

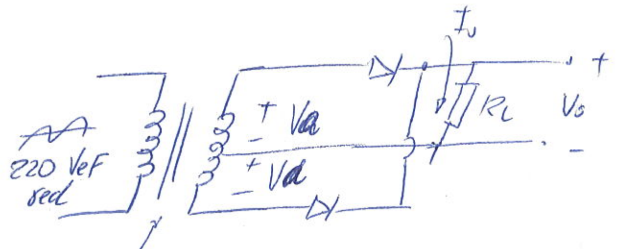
la tensión de pico en inversa, de máximo valor, es $-V_{im} \Rightarrow V_Z > V_{im}$



Rectificador de onda completa

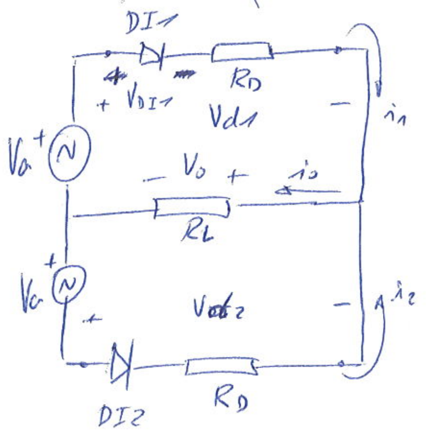
· Modelo del diodo $V_\gamma = 0$

· Permite aprovechar los ciclos positivos y negativos



desventaja: Requiere transp. con toma media

=



$i_0 = i_1 + i_2$

$V_{d1} = V_a - V_0$

$V_{d2} = -V_a - V_0$

$$KVL: \quad V_a = V_{DI1} + i_1 \cdot R_D + (i_1 + i_2) \cdot R_L$$

$$-V_a = V_{DI2} + i_2 R_D + (i_1 + i_2) \cdot R_L$$

$$\begin{cases} V_a = V_{DI1} + i_1 \cdot (R_D + R_L) + i_2 \cdot R_L \\ -V_a = V_{DI2} + i_1 \cdot R_L + i_2 \cdot (R_L + R_D) \end{cases}$$

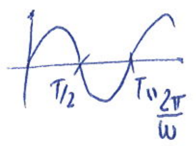
1) DI1 ON → $i_1 > 0$, $V_{dI1} = 0$ → no exige que $V_{d1} = 0$

DI2 OFF → $i_2 = 0$, $V_{dI2} < 0$

$V_a > 0$ ← $\begin{cases} V_a = 0 + i_1 (R_D + R_L) + 0 \\ -V_a = V_{DI2} + i_1 R_L + 0 \end{cases}$ $\quad V_{DI2} = -V_a - i_1 \cdot R_L$

$$i_1 = \frac{V_a}{R_D + R_L}$$

$$i_0 = i_1 = \frac{V_a}{R_D + R_L} = \frac{V_{am} \cdot \sin \omega t}{R_D + R_L}$$ ← consideramos que $V_a = V_{am} \cdot \sin \omega t > 0$ ⇓ $\sin \omega t > 0$, $t \in [0, T/2]$



$$V_0 = i_0 \cdot R_L = \frac{R_L}{R_D + R_L} \cdot V_{am} \cdot \sin \omega t$$

$$V_{d1} = V_a - V_0 = \frac{R_D}{R_L + R_D} V_{am} \cdot \sin \omega t = i_1 R_D \text{ pues } V_\gamma = 0$$

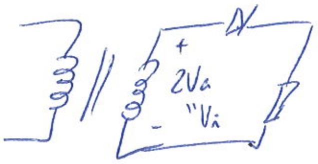
$$V_{d2} = -V_a - V_0 = -\frac{R_L}{R_L + R_D} V_{am} \cdot \sin \omega t - V_{am} \cdot \sin \omega t$$

$$V_{d2} = -V_a - V_o = -\frac{R_L}{R_L+R_D} V_{am}\cdot \sin \omega t - V_{am}\cdot \sin \omega t =$$

$$= -\left[1 + \frac{R_L}{R_L+R_D}\right] \sin \omega t \cdot V_{am} < 0$$ por que no conduce

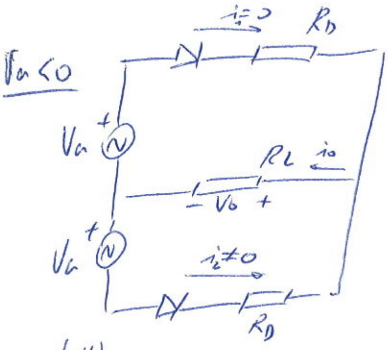
interesa que $R_L >> R_D \Rightarrow V_{dz\,\text{máx}}$ inv. $\simeq -2V_{am}$

$V_Z > 2V_{am}$



$V_Z > V_{im} = 2V_{am}$

2/ DI1 OFF
DI2 ON



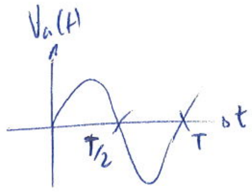
$$i_s = i_1 + i_2 = \frac{-V_a}{R_D+R_L} > 0$$ ($V_a < 0$)

$V_a = V_{am} \sin \omega t < 0$

$$= \frac{-V_{am}}{R_D+R_L} \sin \omega t =$$

$$= \frac{V_{am}}{R_D+R_L} |\sin \omega t| > 0$$

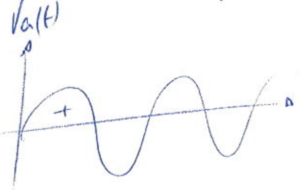
$$V_o = i_o \cdot R_L = -\frac{R_L \cdot V_{am}}{R_D+R_L} \cdot \sin \omega t$$



Validas si $V_a < 0 \Rightarrow V_{am}\cdot \sin \omega t < 0$

$\sin \omega t < 0$ $\quad t \in \left[\frac{\pi}{\omega}, \frac{2\pi}{\omega}\right]$

$t \in [T/2, T]$



$$V_{d1} = \left(1 + \frac{R_L}{R_L+R_D}\right) V_{am}\cdot \sin \omega t < 0$$

↑ $V_a - V_o$

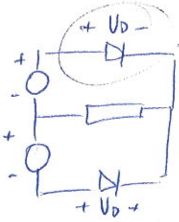
$$V_{d2} = -V_a - V_o = -\frac{R_D \cdot V_{am}}{R_D+R_L} \sin \omega t < 0$$

3/ DI1 OFF
DI2 OFF } $\Rightarrow i_i = 0$, $V_o = 0$ → Sólo si $V_i = 0$, $V_\gamma = 0$
pero si $V_\gamma \gg 0 \Rightarrow |V_o| < V_\gamma$

4/ DI1 ON
DI2 ON }

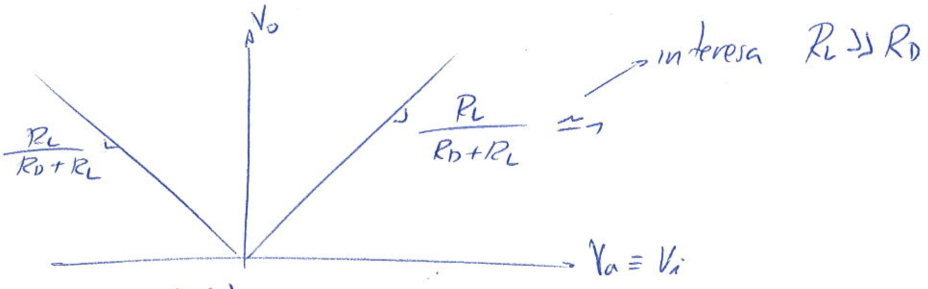
↳ No es posible que los 2 conduzcan a la vez.

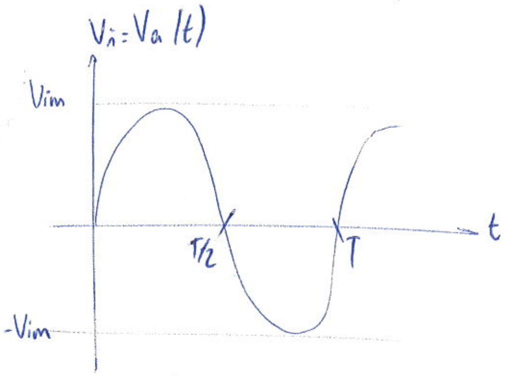
No cumple Kirchoff: $\sum_{i=1}^{4} V_i \neq 0$



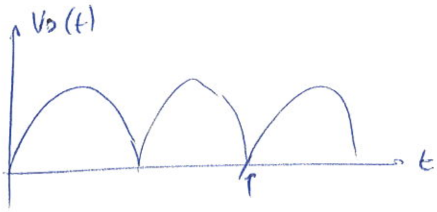
→ No puede contrarrestar a las demas tensiones, porque el otro diodo conduce con la misma V_D.

Función de transferencia:



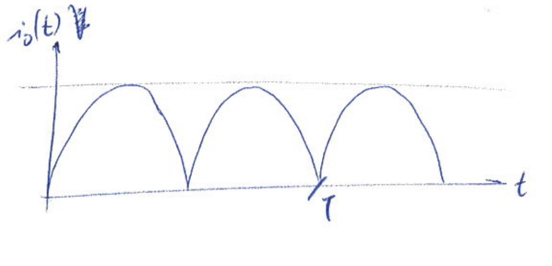


entrada



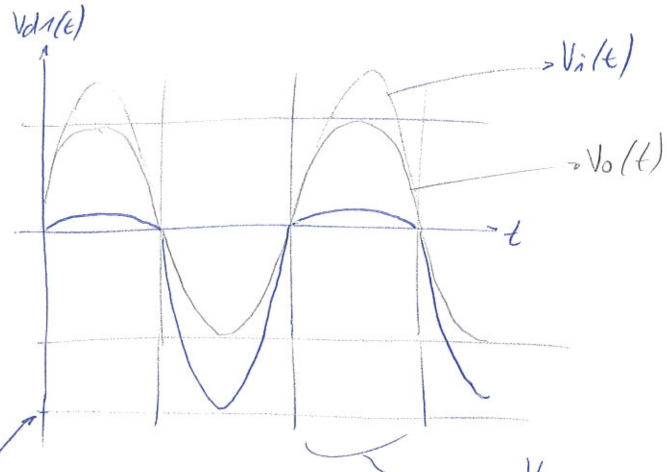
salida

$\frac{V_{im}}{R_D+R_L}$



Tensión de los diodos:

$V_{d1} = V_i - V_o$



$V_o > 0 \Rightarrow V_{d1} = \frac{R_D}{R_L + R} \sin wt$

$$-\left[1 + \frac{R_L}{R_D + R_L}\right] V_{om} \simeq -2 V_{am} \Rightarrow V_Z > 2 \cdot V_{am}$$

Características de la salida:

Corriente media en la carga

$$\langle i_o \rangle = \overline{I_o} = I_{oDC} = \frac{1}{T} \int_T i_o(t)\, dt = \frac{1}{\frac{2\pi}{w}} \int_0^{\frac{2\pi}{w}} I_{om} \left|\sin w_o t\right| dt =$$

$$= \frac{1}{\frac{2\pi}{w}} \left[2 \int_0^{\pi/w} I_{om} \cdot \sin wt \, dt \right] = \frac{2 I_{om}}{\pi}$$

$$I_{oDC} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_T i_o(t)\, dt$$

Tensión media en la carga:

$$V_{odc} = \frac{2 V_{om}}{\pi} \quad — \quad V_{odc} = I_{oDC} \cdot R_L$$

$$V_{om} = I_{om} \cdot R_L$$

Corriente eficaz:

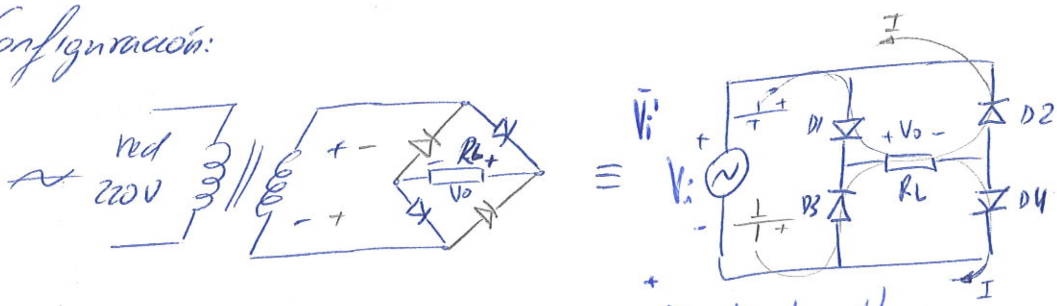
$$I_{oef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_T i_o^2(t)\,dt} = \frac{I_{om}}{\sqrt{2}}$$

($i_o(t) = I_{om} \cdot \sin \omega t$)

$$V_{oef} = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}}$$

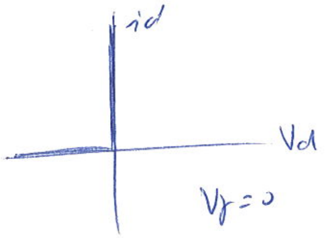
Rectificador en puente de diodos o puente de Graetz

- Configuración:



$V_i = V_{im} |\sin \omega t|$

Suponiendo diodos ideales:



$V_\gamma = 0$
$R_D = 0$

D1, D2 ON → $V_i' = V_{d3} + V_o + V_{d4}$ *

Para $V_i > 0$: $V_o = V_i$ pues $V_{d1} = V_{d2} = 0$

Para $V_i < 0$: $V_o = -V_i'$ * (D3, D4 ON)

$$i_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{V_{im} \cdot |\sen \omega t|}{R_L}$$

($V_o = |V_i|$) → en valor absoluto por que está rectificado.

$\forall\, V_i$

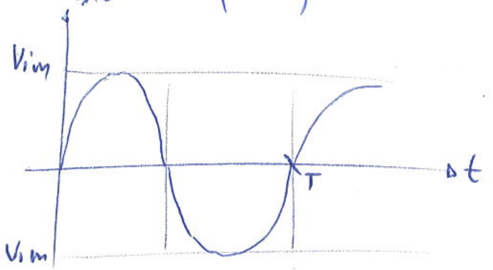
$\forall\, t$ → sirve tanto como para diodos ideales como reales.

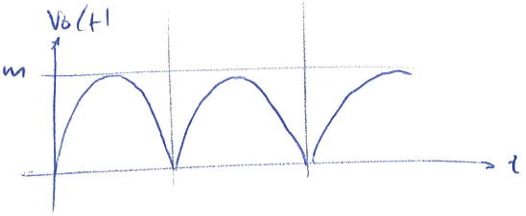
$V_i > 0 \rightarrow V_o = V_i$
$V_i < 0 \rightarrow V_o = -V_i$
} $V_o = |V_i|$

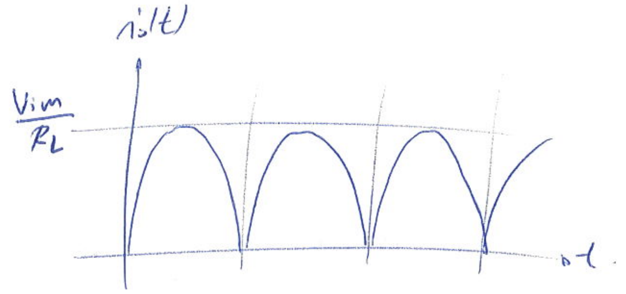
$$V_{odc} = \text{Valor medio} = \frac{2V_m}{\pi}$$ (pico en la entrada.)

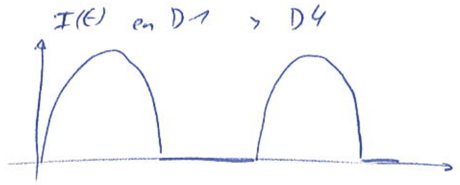
$$V_{oef} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$ (eficaz)

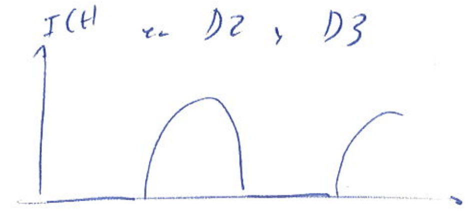
Gráficas en t:





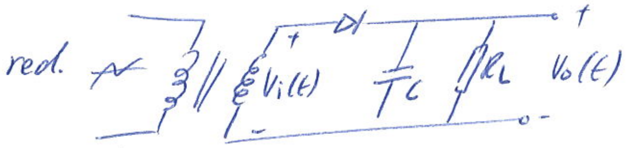


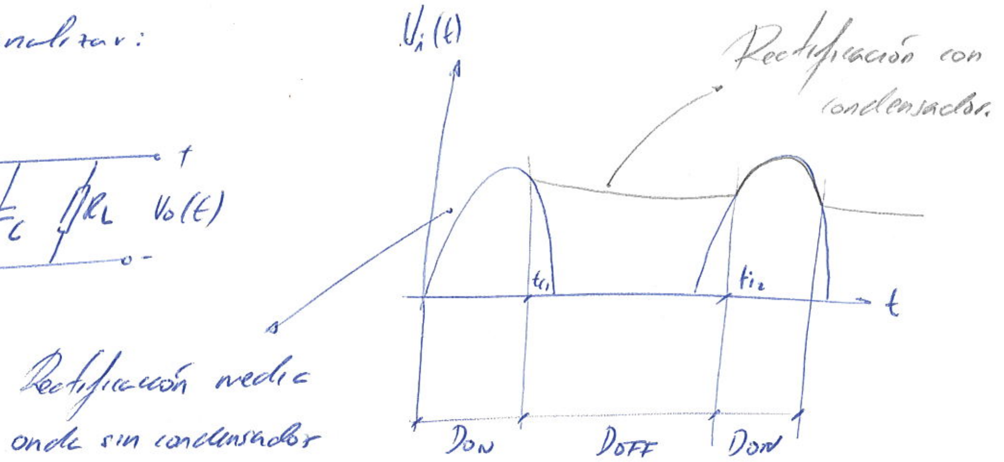




Filtro con condensador

Estructura a analizar:

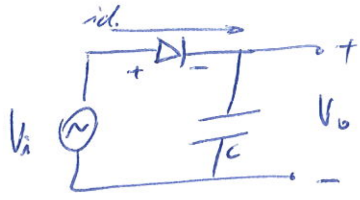


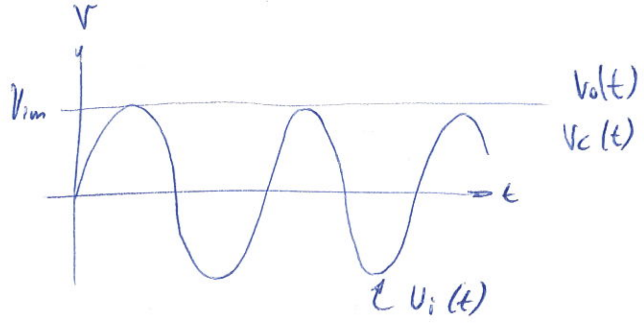


Estudio del circuito

· Con diodos ideales

Sin carga $R_L \to \infty$





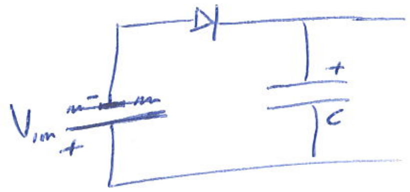
$V_i > 0 \Rightarrow D_{ON} \Rightarrow V_d \simeq 0$

$V_o = V_i$

Durante la carga; $i_d > 0$ El diodo la deja pasar.

En el condensador se almacena corriente que no puede soltar por estar el diodo en inversa y por no haber carga.

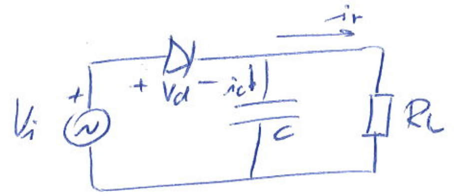
$$I_C = C \frac{dV_c}{dt} < 0$$ si V_c disminuye y esto no es posible por estar el diodo en inversa.



Al poner C aumenta la V en inversa que debe aguantar el diodo:

$$\underline{V_d = -2V_{im}}$$

→ Con carga.



$I_C = I_D - I_L$

↑ Sólo si $V_d > 0$ ↑ Siempre existe

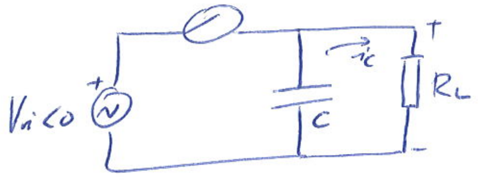
t_{c1} ⇒ tiempo de corte ⇒ Diodo deja de conducir

t_{i2} ⇒ tiempo umbral ⇒ El diodo se pone a conducir pues V_i supera V_c.
$\quad\quad\quad\quad\quad\quad\quad\quad\quad\quad\quad\quad \| \; V_0$

D_{ON} ⇒ Se carga C ; $V_d \simeq 0$

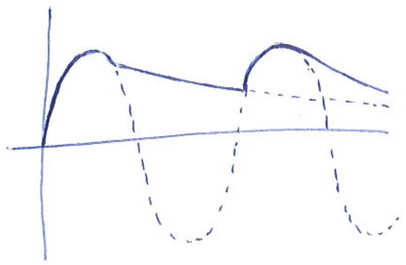
D_{OFF} ⇒ Se descarga para R_L $V_d < 0$

1) Diodo en bloqueo



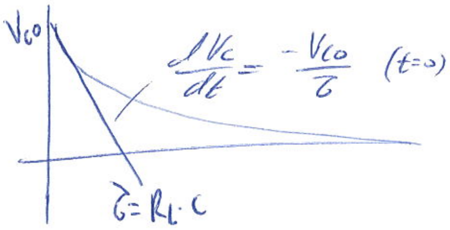
$i_c \Rightarrow$ Es la corriente de descarga del circuito RC ; $I_c = I_{R_L}$

$$C\frac{dV_c}{dt} = \frac{V_c}{R_L}$$



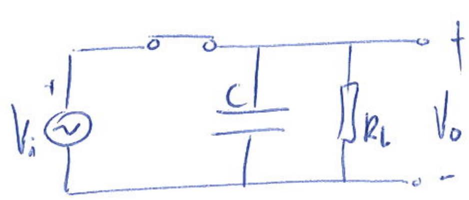
$$V_c(t) = K' \cdot e^{t/\tau} = V_{co} \cdot e^{-t/\tau}$$

Tau $\tau = R_L \cdot C \Rightarrow$ tiene dimensiones de tiempo (= tiempo de carga)



5τ = tiempo de carga de un condensador

2) Diodo en conducción



$I_D = I_C + I_L$

$$I_D = C\frac{dV_0}{dt} + \frac{V_0}{R_L}$$

Como: $V_i = V_{im}$ sen wt

$V_0 = V_i$ pues $V_d = 0$ D_{ON}

$$I_D = C w V_{im} \cos wt + \frac{V_{im}}{R_L} \text{ sen } wt$$

$$I_D = I_{Dm} \sin (wt + \varphi)$$

$$I_D = \underbrace{V_{im}\sqrt{\frac{1}{R_L^2} + c^2 w^2}}_{I_{Dm}} \cdot \text{sen}\left(wt + \underbrace{\text{arctg}(R_L C w)}_{\varphi}\right)$$

$$I_{Dm} \sin(\omega t + \varphi) = I_{Dm} \cdot \sin \omega t \cdot \cos \varphi + I_{Dm} \cdot \cos \omega t \cdot \sin \varphi$$

$$(1)\ I_{Dm} \cdot \cos \varphi = \frac{V_{im}}{R_L} \quad ; \quad (2)\ I_{Dm} \cdot \operatorname{sen} \varphi = C \cdot w \cdot V_{im}$$

$$\Rightarrow \frac{(1)}{(2)} : \quad tg\, \varphi = \frac{C \cdot w \cdot V_{im}}{V_{im}} \cdot R_L$$

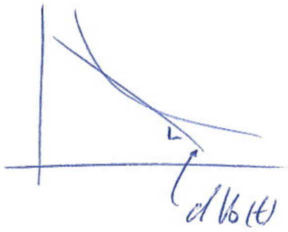
$$\Rightarrow (1)^2 + (2)^2 : \quad I_{Dm}^2 = \frac{V_{im}^2}{R_L^2} + C^2 w^2 \cdot V_{im}^2$$

* El diodo deja de conducir cuando $I_d(t) = 0$

Cálculo aproximado del valor del rizado

Suponiendo 1) $R_L C w >> 1$ y por lo tanto $\varphi = arctg(R_L C w) \simeq 90°$
(el diodo solo conduce en los picos)

2) $\tau = R_L C$
Significa que podemos aproximar la exponencial por una recta.



$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{V_{co}}{R_L C}$$

tensión de rizado ΔV_o

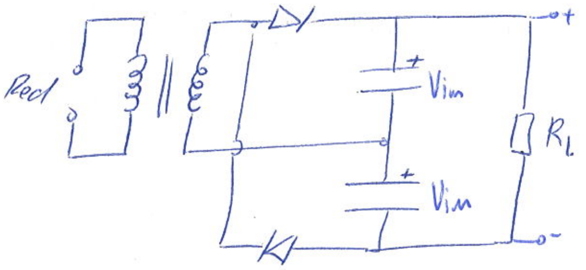
Para rectificador de media onda $\Delta V_o = V_R = \frac{V_{im}}{RC} \cdot T = \frac{V_{im}}{R_L C \cdot f}$ ← frecuencia

Para onda completa $\Delta V_o = \frac{V_{im}}{2 R_L C f}$

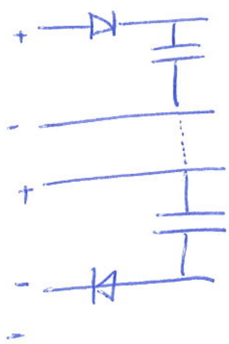
Vemos que $C \uparrow \underset{\text{implica}}{\Rightarrow} \Delta V_o \downarrow$ si $V_{im} \uparrow \Rightarrow \Delta V_o \uparrow$

Valor medio $V_{o_{dc}} = V_{im} - \frac{1}{2} \Delta V_o$

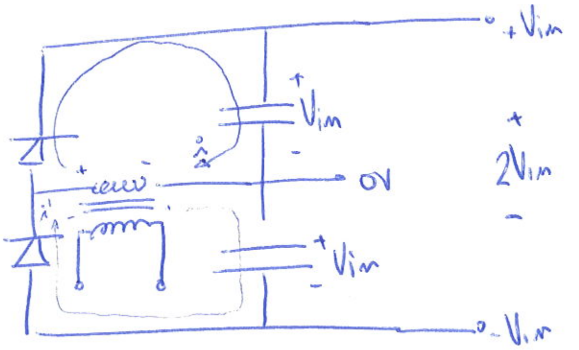
Rectificador doblador de tensión



$V_o \cong 2V_{im}$



Diseño de fuentes de alimentación



Especificaciones. V_{ODC} — tensión salida (continua)

ΔV_o — tensión rizado

I_L ó R_L (corriente de consumo) $\quad R_L = \dfrac{V_{ODC}}{I_L}$

1) El diodo debe soportar: corrientes de pico en directa en el diodo

$$I_{pico} \simeq I_m = V_m \sqrt{\frac{1}{R_L^2} + C^2 \cdot W^2}$$

Así sobredimensionamos la corriente de pico.

2) La potencia media que deberá disipar el diodo depende de su corriente media:

$$P_{media} = \overline{V_D I_D} = V_J \cdot \overline{I_D}$$

(V_J = 0'7V; $\overline{I_D}$: I media en D.)

Para media onda. $\overline{I_D} = \overline{I_{ODC}} = \dfrac{V_{ODC}}{R_L}$ ($\overline{I_{ODC}}$: I media en salida)

Para onda completa y Puente de diodos. (Graetz) $\overline{I_D} = \overline{I_{ODC}}/2 = \dfrac{V_{ODC}}{2R_L}$

3) La máxima tensión en inversa en los diodos es: (V_{inv})

($V_Z > 2V_{im}$) $2V_{im}$ para media onda

($V_Z > 2V_{im}$) $2V_{im}$ para onda completa (Toma media)

($V_Z > V_{im}$) V_{im} para " " (Puente de diodos)

4) tensión máxima en el condensador electrolítico

V_{im} para los 3 casos: V_{max} en el condensador $= V_{O\,max} = V_{i\,max}$ (pues D's ideales)

5) El valor del condensador depende del rizado

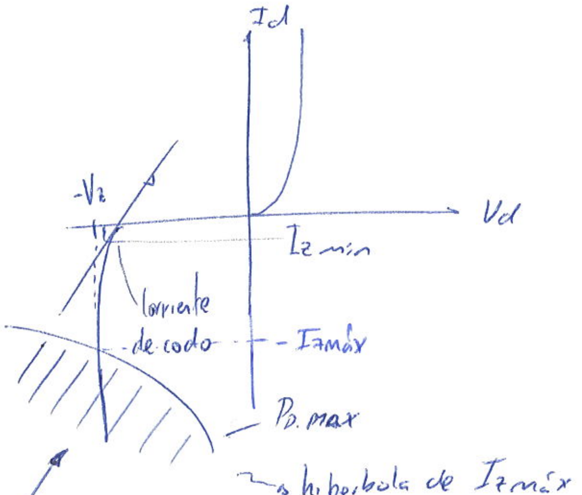
⇒ Normalmente se expresa en tanto por ciento. $\% = \frac{\Delta V_o}{V_{O\,DC}} \cdot 100$

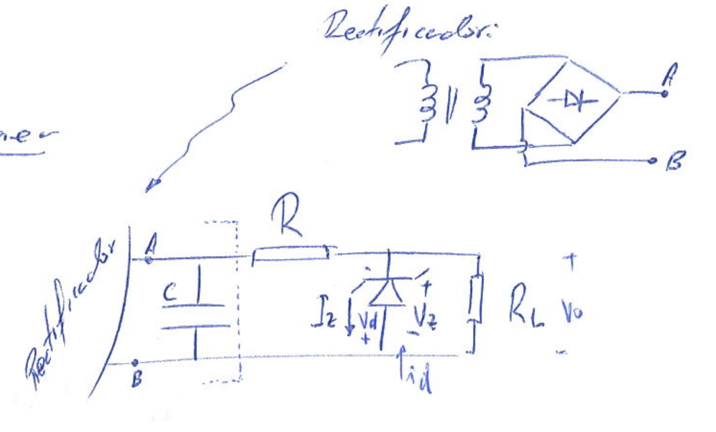
Para media onda $\Delta V_o = \frac{V_{im}}{R_L \cdot C \cdot F}$ $\quad C = \frac{100}{R_L \cdot F \cdot \frac{\Delta V_o}{V_{im}} 100}$

Para onda completa $C = \frac{100}{2 R_L \cdot F \cdot \frac{\Delta v}{V_{im}} \cdot 100}$

Se pone 2 porque dobla la frecuencia (F)

1.6.4 Estabilización con Zener





$I_{z\,máx}$ = maximo I_z para que el zener no se sobrecaliente.

$$I_{Z\,máx} = \frac{P_{Z\,max}}{V_z}$$ *

→ Suponiendo V_z = cte.

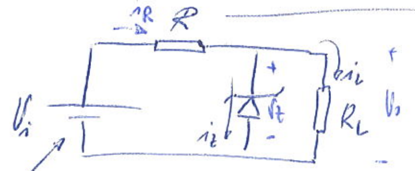
$P_{Z\,máx} = V_Z \cdot i_d \rightarrow I_{D\,MAX} = \frac{P_{Z\,máx}}{V_Z}$

$I_{Z\,min}$. Mínima corriente para asegurar que el diodo trabaja en ruptura inversa o sea con V_z suficientemente estable (El zener regule lo suficiente).

Los parámetros para un buen diseño son: I_z { máx y min

V_z

Configuración



$V_i \pm \Delta V_i$ = 12V ± 0'65V

R ⇒ limita la corriente del zener

Si por ejemplo $V_Z = 12V$

$i_L = \frac{12V}{R_L}$

Conjunto rectificador + Filtro

Especificaciones de la fuente

V_{ODC}

$I_L \begin{cases} max \Rightarrow P_L\ max = V_{ODC} \cdot I_{max} \Rightarrow R_{L\,min} = \frac{V_{ODC}}{I_{L\,max}} \\ y \\ min \Rightarrow P_L\ min. = \qquad \Rightarrow R_{L\,max} = \frac{V_{ODC}}{I_{L\,min}}. \end{cases}$

Requisitos electrónicos

- V_{ODC} ⇒ Sea independiente de las fluctuaciones de V_i (rizado en $V_o(t)$) y también a fluctuaciones de la red, envejecimiento de algún componente.

Ojo con quemar Zener y la R ⇒ por tanto respetar P_{max} Zener y Resis.

Ojo zener en conducción ⇒ $I_Z > I_{Z\,min}$

Parametros de diseños

$V_Z = V_{ODC}$

$I_{Z\,max} \Rightarrow P_{zener\ max}$

R ⇒ y su potencia

Analisis: $i_Z = i_R - i_L$; $i_Z = \frac{V_i - V_Z}{R} - i_L$

(V_Z = V_o; $\frac{V_i - V_Z}{R}$ = i_R)

$V_Z = V_{ODC}$ (deseada)

Suponemos $I_{Z\,max}$

$V_Z = cte$ } Para hallar R y P_R — (Potencia)

$$I_{Z\,min} = \frac{V_{i\,min} - V_Z}{R} - i_{L\,max} > I_{Z\,min\ admisible}$$

mínimo valor de I_Z en el circuito

R_L máx → I_L min ≡ R_L min → I_L máx

$$I_{Z\,max} = \frac{V_{i\,max} - V_Z}{R} - i_{L\,min} < I_{Z\,max\ admisible}$$

R?

$$R < \frac{V_{im} - V_Z}{I_{Z\,min\,adm.} + i_{L\,max}} = R_{max}.$$

$$R > \frac{V_{max} - V_Z}{I_{Z\,max\,adm.} + i_{L\,min}} = R_{min}.$$

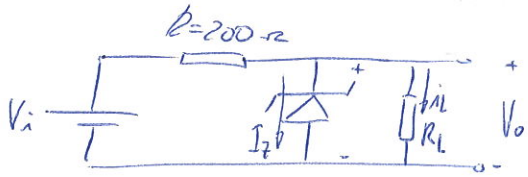
En realidad.

$$R < \frac{V_{min} - V_{Z\,min}}{I_{Z\,min} + i_{L\,max}} \Rightarrow R_{max}$$

$$R > \frac{V_{max} - V_{Z\,max}}{I_{Z\,max} + i_{L\,min}} \Rightarrow R_{min}$$

Si $R_{min} > R_{max}$ = No podemos calcular "R" y para poder calcularlo aumentaremos $I_Z \uparrow$ o $P_Z \uparrow$

Ejemplo



datos: $V_Z = 10V$

$P_{Z\,max} = 1W$

$I_{Z\,min} = 10\%\ I_{Z\,max}$

$V_i = 30 \pm 1\,V$

$500\,\Omega \leq R_L \leq 1K$

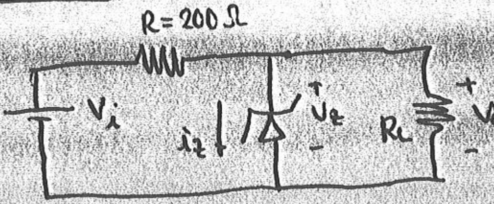
FE DE ERRATAS

(Fotocopia →) 45 I/II

DIA 13/12/94.

FE DE ERRATAS:

Sobre el ejercicio:



$V_Z = 10\,V$

$P_{Z\,max} = 1\,W$

$I_{Z\,min} = 10\%\ I_{Z\,max}$

$V_i = 30 \pm 1\,V$

$500\,\Omega \leq R_L \leq 1\,k\Omega$

1) Hallar los valores mínimos y máximos de la corriente en el zener ¿Regula?

$i_{Z\,min} = 75\,mA \quad i_{Z\,max} = 95\,mA \Rightarrow$ Regula correctamente.

Sin errores.

2) ¿Qué ocurre al dejar la fuente en circuito abierto ⊁ $i_L = 0$?

Se vió: $i_{Z\,max} = 105\,mA \Rightarrow$ funcionamiento incorrecto. Sin errores.

3) Hallar el rango de valores de R en caso 2). $191\,\Omega \leq R \leq 633\,\Omega$ Sin errores

4) (Aquí llega el error): Suponiendo $V_Z = 10V$, $R_Z = 2\,\Omega$, $P_{Z\,max} = 1\,W$, $I_{Z\,min} = 10\%$ de $I_{Z\,max}$, $R = 200\,\Omega$, $V_i = 30 \pm 1V$, $500\,\Omega \leq R_L \leq 1\,k\Omega$

$I_{Z\,max} = 98\,mA \quad I_{Z\,min} = 9{,}8\,mA, \quad V_{Z\,max} = 10{,}2\,V, \quad V_{Z\,min} = 10{,}02\,V.$ 0.15

Para ver si la regulación es correcta, hallamos las corrientes REALES:

$$i_{Z\,min} = \frac{V_{i\,min} - V_{Z\,min}}{R} - i_{L\,max}$$

ya que cuando i_Z es mínima, también tenemos tensión mínima en el diodo. No es válido considerar $V_{Z\,min} = 10{,}02\,V$ pues ahora $i_Z \neq I_{Z\,min} = 9{,}8\,mA$, la cual proporcionaba $V_Z = 10{,}02\,V$. Ahora:

$i_{Z\,min} \neq 9{,}8\,mA$

$V_{Z\,min} \neq 10{,}02\,V$

Sabemos que $V_Z = 10V + R_Z \cdot i_Z$

así pues: $V_{Z\,min} = 10 + R_Z i_{Z\,min}$

Por lo tanto, podemos substituir:

$$i_{Z\,min} = \frac{V_{i\,min} - 10 + R_Z i_{Z\,min}}{R} - i_{L\,max}$$

Aislando $i_{Z\,min}$:

$$i_{Z\,min} = \frac{V_{i\,min}/R - 10/R - 10/R_{L\,min}}{1 + R_Z/R + R_Z/R_{L\,min}}$$

$i_{L\,max} \simeq \frac{10}{R_{L\,min}}$ aproximación si válida (tolerancias)

$i_{Z\,min} = 73{,}96\,mA > I_{Z\,min}$

Análogamente:

$$i_{Z\,max} = \frac{V_{i\,max} - V_{Z\,max}}{R} - i_{L\,min}, \quad V_{Z\,max} = 10 + R_Z i_{Z\,max}$$

Aislando $i_{Z\,max}$:

$$i_{Z\,max} = \frac{V_{i\,max}/R - 10/R - 10/R_{L\,max}}{1 + R_Z/R + R_Z/R_{L\,max}} = \ldots = 93{,}87\,mA < I_{Z\,max}$$

Por lo tanto, considerar una resistencia dinámica de 2Ω no altera el resultado.

28-XII-94

2

El comentario que indicaba que era necesario realizar un cálculo iterativo para hallar la solución era erróneo. Por tener un sistema lineal, debe existir algún método para hallar directamente la solución.

4.2) Variación de la tensión de salida: la tensión mínima se obtiene para la mínima corriente en el zener: $V_o(min) = V_Z\,min = 10V + R_Z \cdot i_{Z\,min} = 10 + 20 \cdot 74{,}2\ mA$

$V_o(min) = 10{,}148V$

$V_o(max) = V_Z\,max = 10V + 2 \cdot 93{,}8\,mA = 10{,}188V$

$\Delta V_o = \Delta V_Z = 10{,}188 - 10{,}148 = 0{,}04\ V$

Factor de regulación: $\%regulación = \frac{V_o(max) - V_o(min)}{V_o(nominal)} \times 100 = \frac{\Delta V_o}{10V} \times 100 = 0{,}4\%$

Obs: la regulación mejora al disminuir ΔI_Z, pues $\Delta i_Z \downarrow \Rightarrow \Delta V_Z \downarrow$.

4.3) En esta situación, podemos volver a hallar el rango de valores de R que aseguran un funcionamiento correcto:

la corriente i_Z puede disminuir hasta $I_{Z\,min}$: $I_{Z\,min} = \frac{V_{i\,min} - V_{Z\,min}}{R_{max}} - i_{L\,max}$

obtenemos $R_{max} = 636\Omega$

i_Z puede aumentar hasta $I_{Z\,max} = 98\,mA$: $I_{Z\,max} = \frac{V_{i\,max} - V_{Z\,max}}{R_{min}} - i_{L\,min}$

obteniendo $R_{min} = 192\Omega$

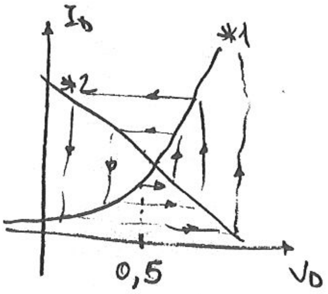
2-V-95

RESOLUCIÓN DE ECUACIONES NO LINEALES POR MÉTODOS ITERATIVOS:

La iteración (*1) $I_D = 10^{-11}\left(e^{V_D/1{,}5 \cdot 25\,10^{-3}} - 1\right)$; (*2) $V_D = 1{,}2 - 200\,I_D$ no converge para valor inicial: $V_D = 0{,}5$:

$V_D = 0{,}5 \Rightarrow$ *1 $I_D = 6{,}17\mu A \Rightarrow$ *2 $V_D = 1{,}199V \Rightarrow$ *1 $I_D = 764A$ etc

Para un valor cercano a la solución tampoco converge.



Si manipulamos las ecuaciones, cambiando las variables al revés:

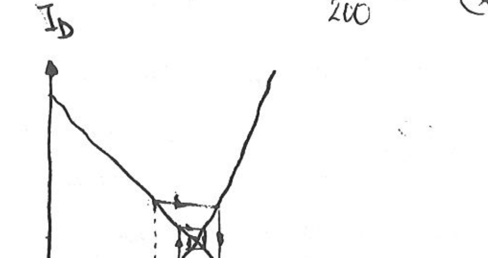
$$\begin{cases} I_D = 10^{-11}\left(e^{V_D/1{,}5 \cdot 25 \cdot 10^{-3}} - 1\right) \\ V_D = 1{,}2 - 200\,I_D \end{cases}$$

obtenemos

$$\begin{cases} V_D = 1{,}5 \cdot 25\,10^{-3}\ ln\left(10^{11} I_D + 1\right) \quad (*3) \\ I_D = \frac{1{,}2 - V_D}{200} \quad (*4) \end{cases}$$

esta iteración sí converge:

$V_D = 0{,}5 \Rightarrow$ *4 $I_D = 3{,}5\,mA \Rightarrow$ *3 $V_D = 0{,}737V \Rightarrow$ *4 $I_D = 2{,}31\,mA \Rightarrow$ *3 $V_D = 0{,}722V \Rightarrow$ *4 $I_D = 2{,}39\,mA \Rightarrow$ *3 $V_D = 0{,}723\ V \Rightarrow$ *4 $I_D = 2{,}383\,mA$ etc



← Al cambiar las variables, estamos cambiando el sentido de giro. Antes se disparaba y ahora converge.

1/ Hallar la I_{min} y la I_{max} del zener (Ver si funciona).

$$I_{Zmax} = \frac{1W}{10V} = 0'1A \Longrightarrow I_{Zmin} = 10\%\ I_{Zmax} = 10\,mA$$

Ahora calculamos lo que realmente pasa

$$i_{Zmin} = \frac{V_{imin} - V_Z}{R} - i_{Lmax} = \underline{75\,mA}$$

(30-1) (10) (200 Ω)

$$i_{Lmax} = \frac{10V}{500\Omega} = 20mA$$

$$i_{Zmax} = \frac{V_{imax} - V_Z}{R} - i_{Lmin} = 95\,mA$$

(V_{imax}: 30+1; V_Z: 10V; R → 200 Ω; i_{Lmin}: $10V/1k = 10mA$)

$i_{Zmin} > I_{Zmin}$
$i_{Zmax} < I_{Zmax}$ } ⇒ Funciona Bien

2/ Si $R_L = \infty$ ≡ desconectar la carga.

$$i_Z = \frac{31-10}{200} - 0 = \underline{105mA} > 100\,mA$$

↳ Por tanto se estropea la fuente de alimentación.

Sería máxima

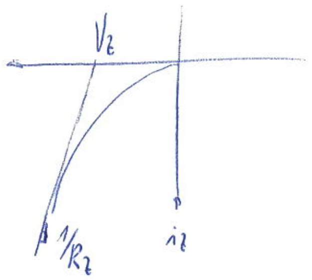
3/ Rango de valores de R.

Permitan "R" tal que; las i_Z que aparecieran

$$R_{max} = \frac{V_{min} - V_Z}{I_{Zmin} + \frac{V_Z}{R_{min}}} = 633\,\Omega \quad ; \quad \boxed{R_{max} = 633}$$

$$R_{min} = \frac{V_{max} - V_Z}{I_{Z\,max} + \frac{V_Z}{R_{L\,max}}} = 191\,\Omega \quad ; \quad \boxed{R_{min} = 191}$$

4) Considerar $R_Z = 2\,\Omega$



- Sigue funcionando?
- Variacion V_o
- Margen de R

ahora ya no es valido $I_{Z\,max} = \frac{P_Z}{V_Z}$

$I_{Z\,min}$

$$P_Z = I_Z \cdot V_Z = i_Z (V_Z + R_Z i_Z) = i_Z \cdot V_Z + R_Z \cdot i_Z^2$$

P_Z → 1w.

$V_Z = V_Z + R_Z \cdot i_Z$

Por tanto $P_{Z\,max} = 1w = i_{Z\,max} \cdot V_Z + 2\,\Omega \cdot i_{Z\,max}^2$ (V_Z → 10 V)

$i_{Z\,max} =$ 98 mA ⟹ Es menor que 100 mA por tanto funciona bien.
$i_{Z\,max} =$ −5 A.

$i_{Z\,min} = i_{Z\,max} \cdot 10\% = 9.8$ mA.

Valor de corriente que pasa;

$$i_{Z\,min} = \frac{V_{i\,min} - V_{Z\,min}}{R} - i_{L\,max} = 74'9\text{ mA} < 75\text{ mA}$$

($V_{i\,min}$ → 29 V.; $V_{Z\,min}$ → 10'02; $i_{L\,max}$ → $\frac{10'02}{500}$)

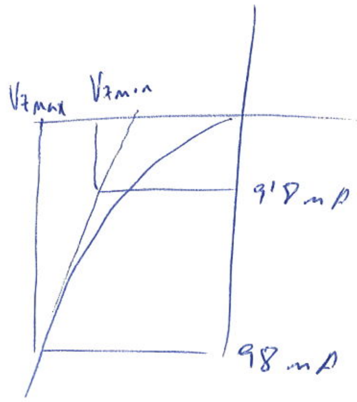
$$i_{Z\,max} = \frac{V_{i\,max} - V_{Z\,max}}{R} - i_{L\,min} = 93'8\text{ mA} \begin{cases} < 95\text{ mA} \\ < 98\text{ mA} \end{cases} \text{Funciona bien.}$$

($V_{i\,max}$ → 31 V.; $V_{Z\,max}$ → 10'2; $i_{L\,min}$ → $\frac{10'2}{1k}$)

Comprobar si $V_{Z\,min}$ y $V_{Z\,max}$ son correctas:

$$V_{Z\,min} = 10\,V + i_{Z\,min} \cdot 2\Omega \simeq \underline{10'02\,V}$$

($i_{Z\,min}$ = 9'8 mA)



$$V_{Z\,max} = 10\,V + i_{Z\,max} \cdot 2\Omega \simeq \underline{10'2\,V}$$

($i_{Z\,max}$ = 98 mA)

– Variación de la tensión en la salida

$$V_{o\,min} = V_{Zm} = 10\,V + 2\Omega \cdot 74'9\,mA = 10'15\,V$$

$$V_{o\,max} = V_{ZM} = 10\,V + 2\Omega \cdot 93'8\,mA = 10'19\,V$$

$$\Delta V_o = \Delta V_Z = 10'19 - 10'15 = 0'04\,V$$

$$\text{Factor de Regulación \%} = \frac{\Delta V_o}{V_{o\,nominal}} \cdot 100 = \frac{0'04}{10} \cdot 100 = 0'4\,\%$$

– Rango de valores de R

$$R < \frac{V_{min} - V_{Z\,min}}{i_{Z\,min} + i_{L\,max}} = 636\,\Omega$$

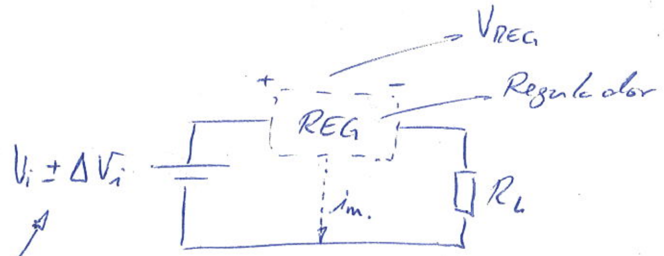
(V_{min} = 29 V, $V_{Z\,min}$ = 10'02, $i_{Z\,min}$ = 9'8 mA, $i_{L\,max}$ → $\frac{10'02}{500}$)

$$R > \frac{V_{max} - V_{Z\,max}}{I_{Z\,max} + i_{L\,min}} = 192\,\Omega$$

(V_{max} = 31 V, $V_{Z\,max}$ = 10'2, $I_{Z\,max}$ = 98 mA, $i_{L\,min}$ → $\frac{10'2}{1k}$)

Reguladores < Serie / Paralelo

⇒ Reguladores serie



$I_{REG} = I_L$

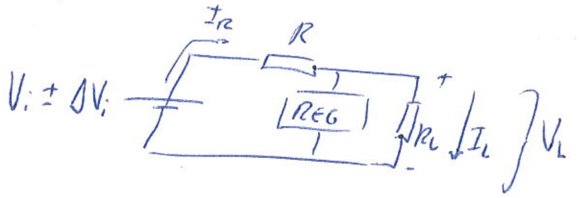
$i_m << i_{reg}$

↳ sirve para tener una referencia de la tensión de carga.

↳ trafo + Rectificador + filtro

$V_{REG} = V_i \pm \Delta V_i - V_L$

⇒ Regulador Paralelo



$I_{REG} = I_R - I_L$

$$I_R = \frac{V_i \pm \Delta V_i - V_L}{R}$$

⇒ El término variable $\pm \frac{\Delta V_i}{R}$ sirve para que I_L se mantenga constante.

Ventajas e inconvenientes

. Paralelo ⇐ $P_{REG} = I_{REG} \cdot V_L$; si $I_L = 0 \overset{\text{implica}}{\Longleftrightarrow} I_{REG}$ es máxima ⇔ P_{REG} es Máxima.

si $I_L \uparrow \Longleftrightarrow I_{REG} \downarrow \Longleftrightarrow P_{REG} \downarrow$

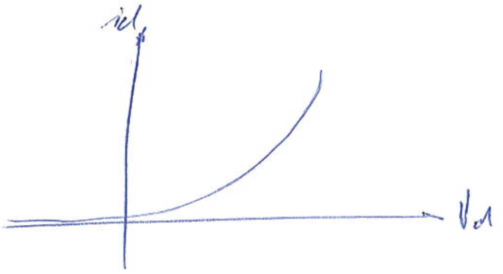
. Serie ⇐ $P_{REG} = i_{REG} \cdot V_{REG}$; Si $I_L = 0 \Rightarrow P_{REG} = 0$

Si $I_L \uparrow \Longleftrightarrow I_{REG} \uparrow \Longleftrightarrow P_{REG} \uparrow$ *

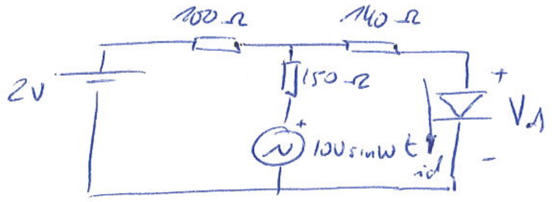
*→ En la práctica hay que ver cual es mejor. depende de nuestro diseño

1.6.5 El diodo en señal

Comportamiento del diodo en gran señal

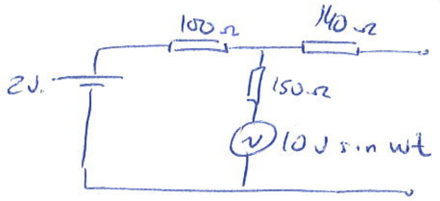


Ejemplo.



Sabemos que $i_d = I_s\left(e^{\frac{V_d}{nV_T}} - 1\right)$

⟹ Si sacamos el diodo podemos aplicar thevenin.



Por superposición

$$V_{oc} = V_{(2V)} + V_{(10V)}$$

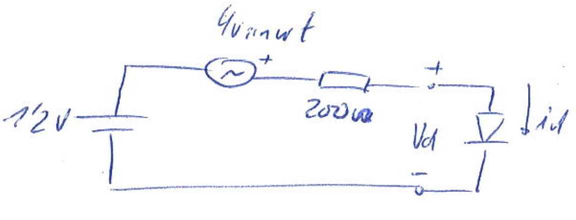
$$V_{(2V)} = 2V \cdot \frac{150}{150+100} = 1'2\ V$$

$$V_{(10)} = 10 \sin wt \cdot \frac{100}{100+150} = 4 \sin wt$$

TH.

$$R_{eq\ the} = 100 // 150 + 140 = \frac{100 \cdot 150}{250} + 140 = 200\ \Omega$$

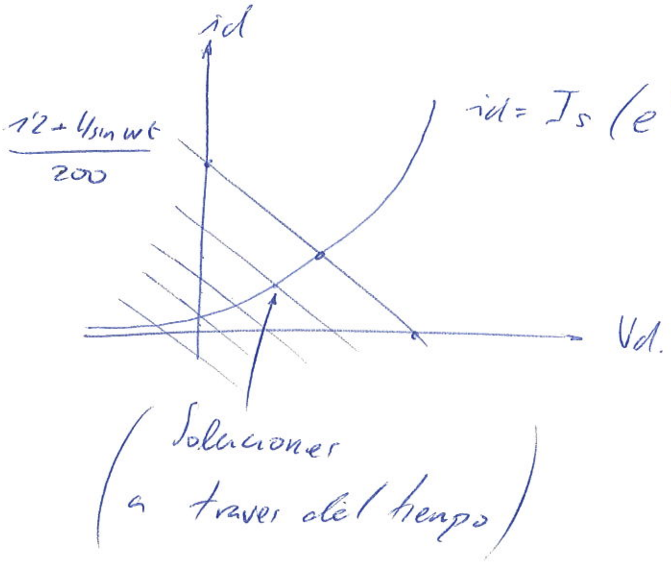
Por tanto:



$$i_d = \frac{1'2 + 4 \sin wt - V_d}{200}$$

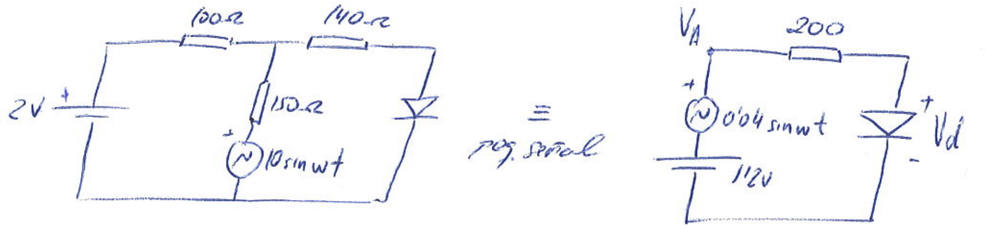
$$i_d = \frac{-V_d}{200} + \frac{1'2 + 4 \sin wt}{200}$$

$$i_d = I_s\left(e^{V_d/nV_T} - 1\right)$$



$$i_d = I_s \left(e^{V_d / n V_T} - 1 \right)$$

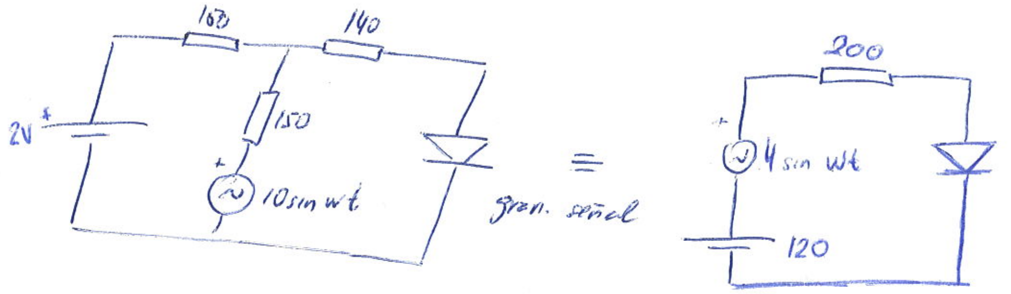
Comportamiento del diodo en pequeña señal

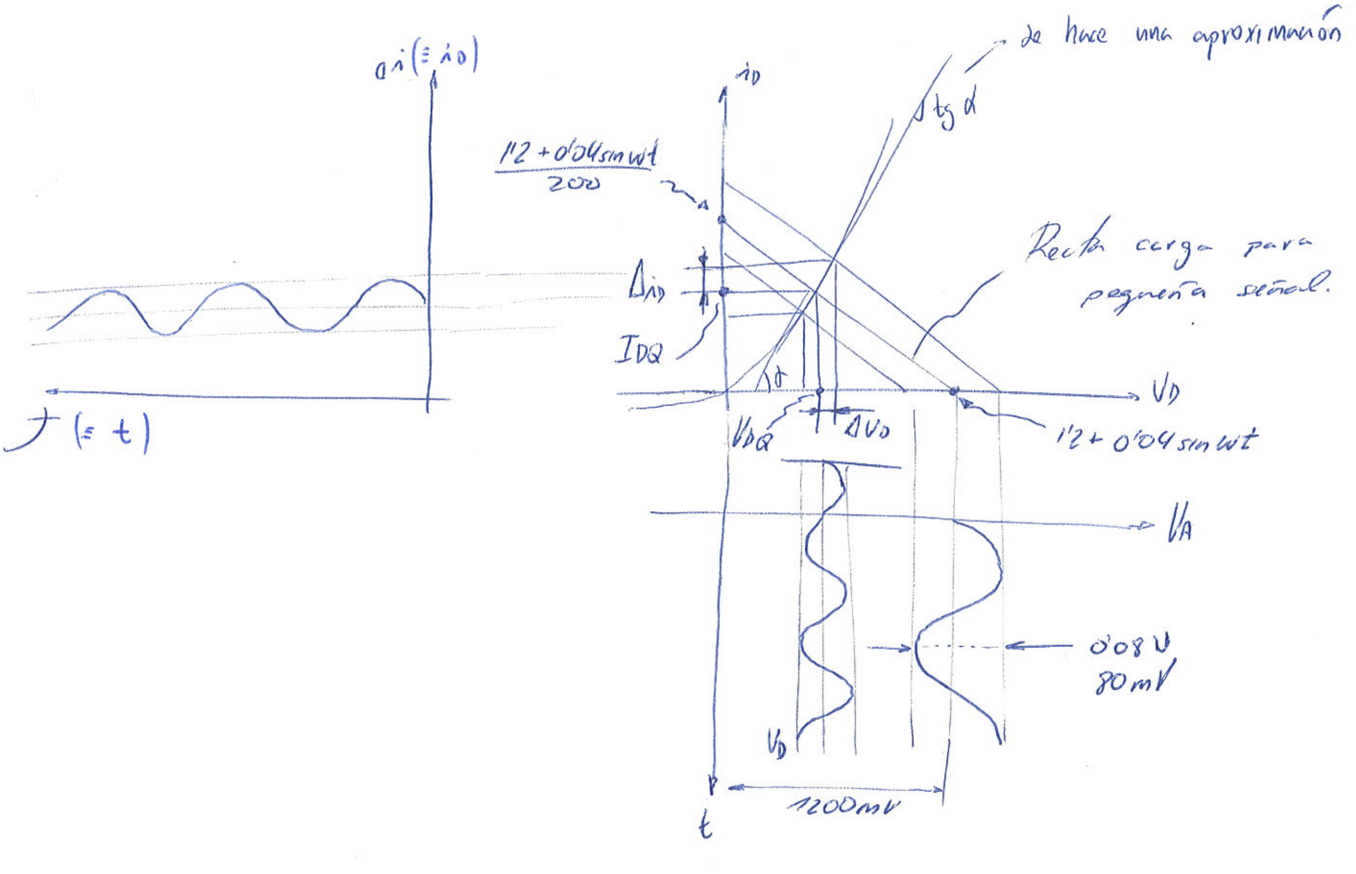


KVL: $1'2 + 0'04 \sin wt = i_D\, 200 + V_A$

aislando

$$i_D = -\frac{V_A}{200} + \frac{1'2 + 0'04 \sin wt}{200}$$





$$\frac{\Delta i_D}{\Delta V_D} = K = \text{pendiente} = tg\,\alpha = \left.\frac{di_D}{dV_D}\right|_Q$$

$$r_d = \frac{\Delta V_D}{\Delta i_D} = \frac{1}{tg\,\alpha} = \left.\frac{1}{\frac{di_D}{dV_D}}\right|_Q$$

$$\begin{cases} i_D = I_{DQ} + i_d \\ V_D = V_{DQ} + V_d \\ V_A = V_{AQ} + V_a = 1'2 + 0'04 \sin wt \end{cases}$$

(V_{AQ})

- i_D, V_D, V_A: dependen de t. la propia señal
- V_{AQ}: no dep. de t. Componente continua o valor en reposo.
- V_a: si dep. del tiempo son la peq. señal.

$\Delta i_D \equiv i_d$

$\Delta V_D \equiv V_d$

$\Delta V_A \equiv V_a$

$$i_D = I_S\left(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1\right)$$

$\Downarrow$

$$r_d = \frac{\eta V_T}{I_{DQ}}$$

→ No se puede hallar la resistencia dinámica r_d si no se conoce I_{DQ} → Estático.

$\Downarrow$

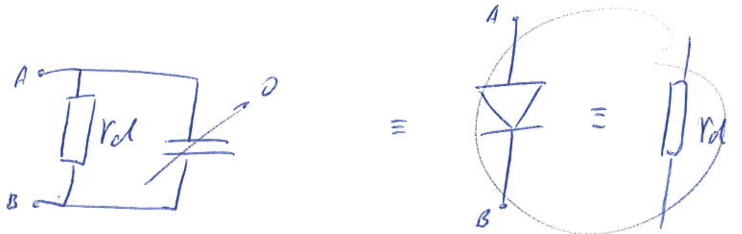
Al analizar:

1° resolver en DC es hallar polarización
↳ I_{DQ}, V_{DQ} } r_d

2° resolver en AC → i_d, V_d

$i_D = I_{DQ} + i_d$

$V_D = V_{DQ} + V_d$



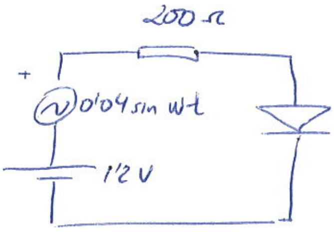
→ El diodo se puede sustituir por una resistencia r_d. (en Alterna)

C_T: transición

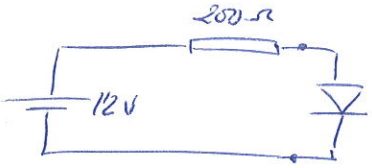
C_D: difusión

Es despreciable: C_T y C_D sólo se notan a F AA (frecuencia)

Ejemplo:



1) Analisis en continua (No se consideran las fuentes alternas)



KVL: $1'2 = 200\, I_{DQ} + V_{DQ}$

en el diodo se tiene que cumplir que:

$I_{DQ} = I_S \left(e^{V_{DQ}/n V_T} - 1 \right)$ → V_T = 0'025 = 25·10^{-3}; n = 1'5

I_S = 10 pA = 10^{-11} A

2 ec. y 2 inc. → Sol por iteraciones:

*1: $V_{DQ} = 1'2 - 200\, I_{DQ}$

*2: $I_{DQ} = 10^{-11}\left(e^{\frac{V_{DQ}}{0'037}} - 1\right)$

$I_{DQ} = \frac{1'2 - V_{DQ}}{200}$

$V_{DQ} = 1'5 \cdot 25 \cdot 10^{-3} \cdot \ln\left(10^{11} I_D + 1\right)$

- Proceso iterativo numérico:

Valor inicial: V_{DQ} = 0'5 V ⇒ {*1} ⇒ I_{DQ} = 3'5 mA ($I_{DQ} = \frac{1'2 - 0'5}{200} = 3'5$ mA)

⇓ *2

V_{DQ} = ... ln(...) = 0'737 V

⇓ *1

$I_{DQ} = \frac{1'2 - 0'737}{200}$ = 2'31 mA

⋮

Sol:

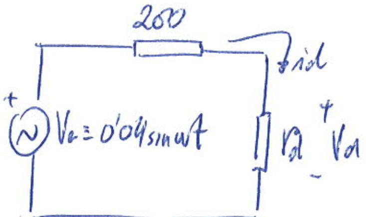
V_{DQ} = 0'723 V
I_{DQ} = 2'37 mA

→ podemos hallar rd

2) Analisis en alterna

$r_d = \frac{n \cdot V_T}{I_{DQ}} = 15'8\ \Omega$ (n = 1'5, V_T = 25 mV, I_{DQ} = 2'37 mA) → trabajamos con el circuito equivalente con pequeña señal: ~~Vd~~ Vd

~~ID~~ id



rd = 15'8 Ω

$i_d = \frac{V_a}{\Sigma R's} = \frac{0'04 \sin wt}{215'8} = 0'185 \sin wt$ (mA)

$V_d = r_d \cdot i_d = \frac{V_a \cdot r_d}{r_d + 200} = 2'93 \sin wt$ (mV)

↑ divisor de tensión.!!

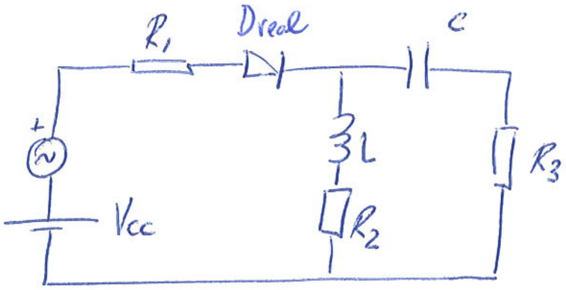
Solución: V_D i_D

$V_D = V_{DQ} + V_d = 0'723 + 0'00293 \sin wt$ (V)

$i_D = I_{DQ} + i_d = 2'37 + 0'185 \sin wt$ (mA)

Rectas de carga en continua y rectas de carga en alterna

(≡RCC) sin C ni L. (≡RCA)

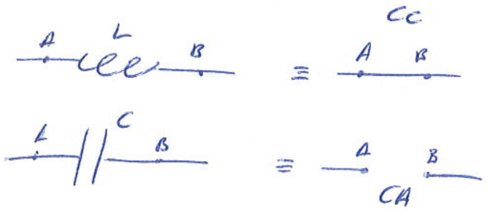


Proceso:

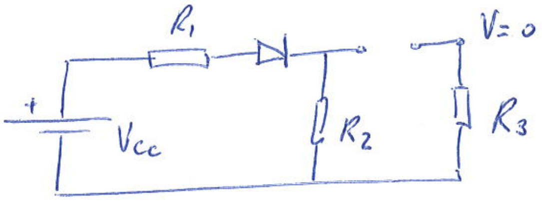
1) Análisis en DC ⟶ I_{DQ}, V_{DQ} ⟹ r_d

2) Análisis en AC

- DC: F≈0 (≡frecuencias elevadas)



⟹



- AC: (debido a la frecuencia) F≁0

Condensador ⟶ $|X_c| = \frac{|V_c|}{|I_c|} = \frac{1}{w_c} = \frac{1}{2\pi F c}$ $F \to 0 \Rightarrow |X_c| \to \infty$ ⟹ C ≡ C. Abierto

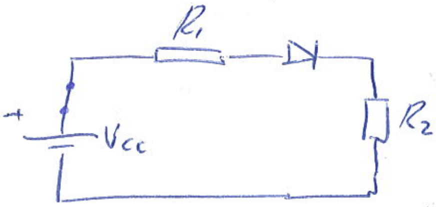
reactancia en módulo

bobina ⟶ $|X_L| = wL = 2\pi F L$ $F \to 0 \Rightarrow |X_L| \to 0$

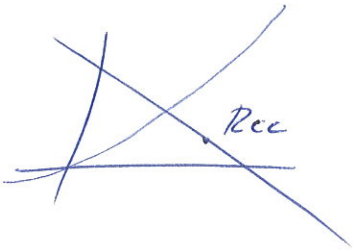
si $F \neq 0$, $\neq \infty$ } ⟹ L ≠ CC. ⟹ calcular $|X_L|$; C ≠ CA. ⟹ " $|X_c|$ y si $|X_L|$ ↑↑ ⟹ L≃C.A. ; $|X_c|$ ↓↓ ⟹ C≃CC.

* en los examenes nos suelen dar: $w_C \to \infty$ (C.C.) ó $w_C \to 0$ (C.A.) w_L

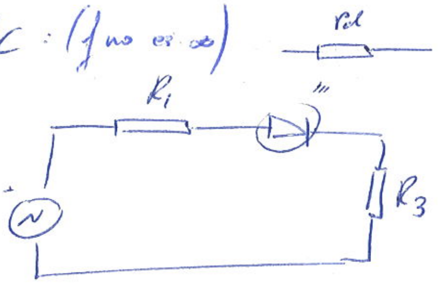
DC: Anulamos fuentes de alterna. (V ó I)

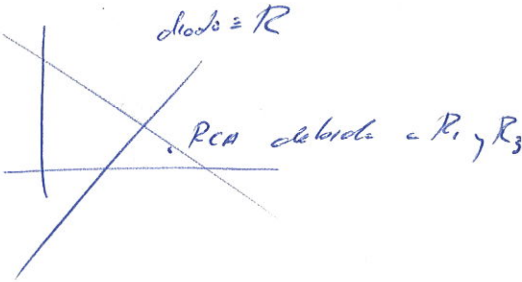


$$I = \frac{V_{cc} - V_D}{R_1 + R_2}$$



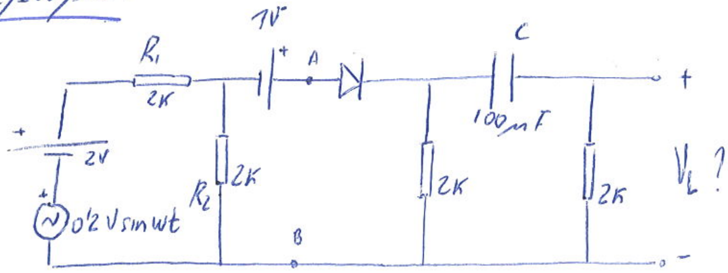
AC: (f no es ∞) · Anulamos las fuentes (de V ó I indep.) en continua.



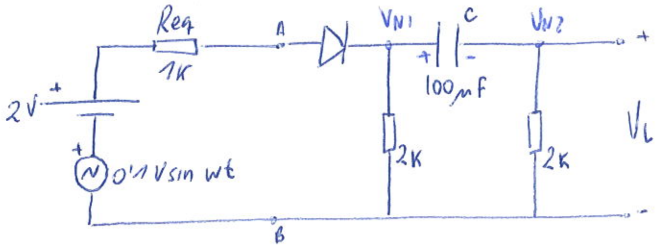


C ≡ c.c. si $|Z_C| \equiv |X_C| \ll R_3$ ⟶ $\frac{1}{2\pi f C} \ll R_3$
y
L ≡ c.a. si $|Z_L| \equiv |X_L| \ll R_2$ ⟶ $2\pi f L \ll R_2$

Ejemplo:



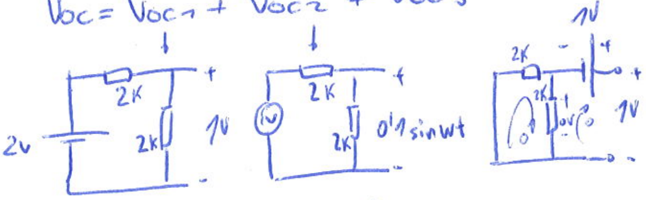
Eq. Th.



Eq_{TH}: Voc, Req

Por superposición de 3 fuentes indep:

$V_{oc} = V_{oc1} + V_{oc2} + V_{oc3}$

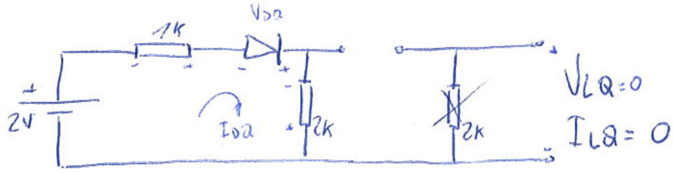


$V_{oc} = 1 + 1 + 0'1 \sin wt$.

Req:

$R_{eq} = 2K // 2K = 1K$.

1. Análisis en DC: C ≡ c.a.

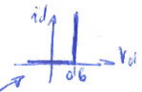


$V_C = V_{N1} - V_{N2} = 0'467 \cdot 2K = 934$

KVL: $2 = 1000 \cdot I_{DQ} + 2000 I_{DQ} + V_{DQ}$
$2 = 3000 I_{DQ} + V_{DQ}$

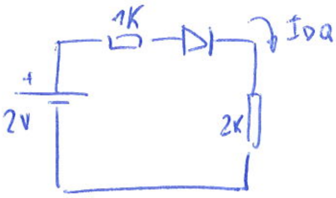
$$I_{DQ} = I_S \left(e^{\frac{V_{DQ}}{\eta V_T}} - 1\right)$$

1'5 0'025



Hallar I_{DQ} y I_S sabiendo q $V_{DQ} = 0'6$ V:

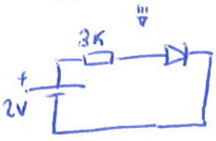
$$I_{DQ} = \frac{-V_{DQ} + 2}{3000} = 0'467 \text{ mA} \rightsquigarrow I_S = 52'6 \text{ pA}$$



| $I_{DQ} = 0'467$ mA |
| $V_{DQ} = 0'6$ V |

(dato del problema)

$$\Rightarrow r_d = \frac{\eta \cdot V_T}{I_{DQ}} = \frac{1'5 \cdot 25 \text{ mV}}{0'467 \text{ mA}} = 80\ \Omega$$



(50)

Resultado final del análisis: (Ver *) ↑

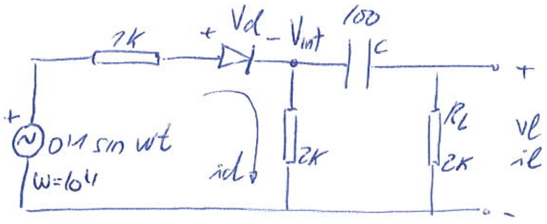
$i_D = I_{DQ} + i_d = 0'467 + 0'0481 \sin wt \ (mA)$

$V_D = V_{DQ} + V_d = 0'6 + 0'00385 \sin wt \ (Volts)$

$V_L = V_{LQ} + V_l = 0'0481 \sin wt \ (V.)$ (V_{LQ} = 0 V.; V_l en A.C)

$V_C = V_{CQ} + V_c = 0'934 \ V.$ (V_c = 0, pues en D.C. condensador equivale a c.c.)

2. Análisis en AC:



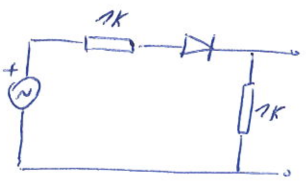
$$|X_C| = \frac{1}{wC} = 1\Omega << R_L = 2K\Omega$$ → Haciendo un divisor de tensión:

($w = 10^4$, $C = 100 \cdot 10^{-6}$)

$$|V_l| = |V_{int}| \cdot \left|\frac{2000}{2000 + 1j}\right| \simeq |V_{int}| \Rightarrow V_l = V_{int}$$

↓

C ≡ cc. (corto circuito)



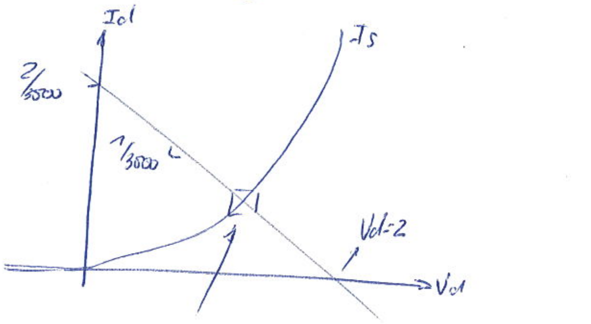
KVL: $$i_d = -\frac{V_d}{2000} + \frac{0'1 \sin wt}{2000}$$

Nos caracteriza el diodo en pequeña señal. $$r_d = \frac{V_d}{i_d} = 80\,\Omega$$

$$i_d = \frac{V_d}{80} = \frac{-V_d + 0'1 \sin wt}{2000}$$

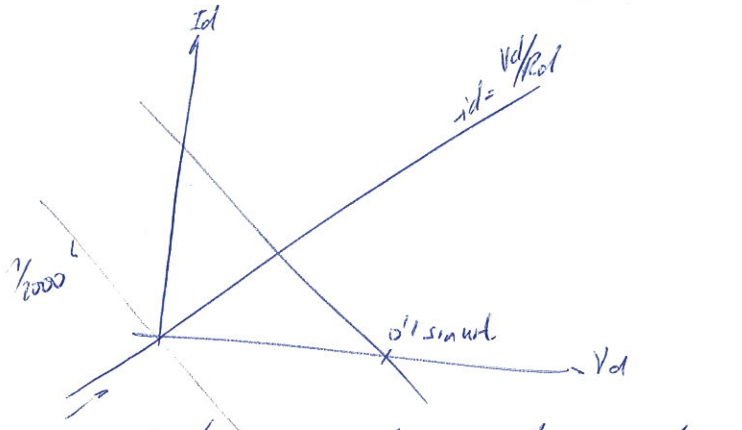
$$i_l = \frac{V_l}{R_L}\ ?$$

Recta de carga en continua



En realidad la representación de la recta de carga en alterna es un zoom del recuadro

Recta de carga en alterna



obs: las pendientes en continua y alterna son diferentes.

$$pend = \frac{1}{\text{Resis. vista por diodo en cada caso.}}$$

El punto de trabajo Q es el mismo para las 2 rectas (ocurre cuando no hay señal ⇔ 0'1 sin wt=0)

Hemos visto:

(*)

$$id = \frac{0'1 \sin wt}{1000 + Rd + 1000} = 0'0481 \, mA.$$

($Rd \approx 80\,\Omega$; $= 0'0481 \sin wt$ (mA).)

$Vd = id \cdot Rd = 3'85 \cdot 10^{-3} \sin wt$

$V_p = V_{R3} = id\,(R3 \,//\, R_L) = \ldots = 48'1 \cdot 10^{-3} \sin wt$ (R_L: 1000)

↳ condensador continua

$V_C = V_{CQ} + V_c$

tensión condensador total.

V_c ↳ Vcondensador alterna ≈ 0

$V_{CQ} = I_{DQ} \cdot R3 = 0'467\,mA \cdot 2k = 0'934\,V.$

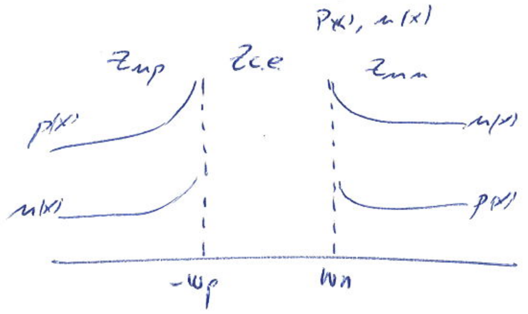
$V_c = \frac{id}{2} \cdot |X_c| \approx 24\,\mu V \Rightarrow$ Despreciable para hallar la tensión máxima del condensador

Muy pequeño = 1Ω

obs:
- $V_{LQ} = 0 \Longrightarrow$ A la salida sólo llega la alterna
- El diodo se puede utilizar como un interruptor de la señal alterna. (controlado por tensión)

≈

· Solucion test. 1994 FEBRERO



Pregunta 1) Unión PN tipo abrupta

No — a) V_0 (Potencial de contacto) depende del exceso de portadores

$V_0(N_a, N_d) = cte.$

Es diferente de $V, V_d \rightarrow$ tensión real en Z.c.e.

No — b) La union se encuentra en equilibrio

↳ porque?

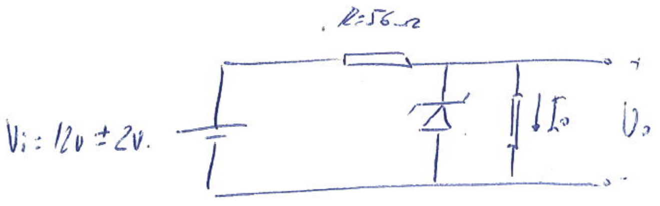
1) gráfica pertenece a pol. directa.

2) en equilibrio $\begin{cases} J_p = 0 \\ J_n = 0 \end{cases} \Rightarrow$ por separado.

No — c) La zona de carga espacial habrá aumentado con respecto al equilibrio

Si — d) E (Campo eléctrico) en Zce. es inferior al que existe en equilibrio.

Pregunta 51



espe.
- $I_L\,min = 0$
- $I_L\,máx = 50\,mA$
- $V_o = 6'8V$

D1	$V_Z = 6'8\,V$	$I_{Z\,min} = 5\,mA$	$P_{Z\,max} = 0'5\,W$
D2	$= 6'8\,V$	$= 15\,mA$	2W
D3	5'6	5mA	1W → No vale su V_Z
D4	6'8	5mA	1'5W

Cálculo de la corriente mínima que pasará por el diodo.

$$i_{Z\,min} = \frac{10V - 6'8}{56\,\Omega} - 50\,mA = 7\,mA \Rightarrow$$ Por tanto D2 no nos sirve.

$$i_{Z\,max} = \frac{14V - 6'8\,V}{56\,\Omega} - 0 = 130\,mA$$

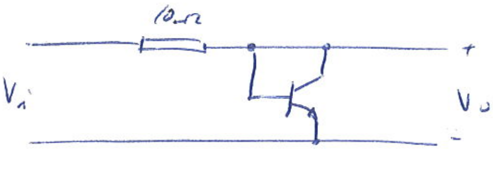
En D1; $P_{Z\,max} = 0'5\,W$; $I_{Z\,max} = \frac{0'5}{6'8} = 75\,mA$ El diodo se funde <u>no sirve</u>

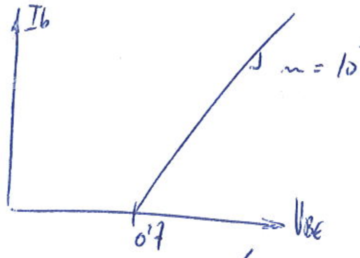
El D4 tiene $I_{Z\,max} = 75'3 = 225\,mA$ como $225\,mA > 130\,mA$

la respuesta correcta es D4.

Pregunta 21

Circuito recortador con transistor bipolar.



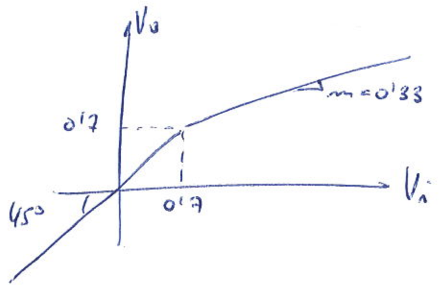


$h_{fe} = \beta = 99$

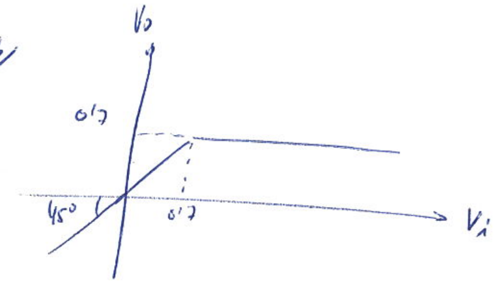
$V_{CE\,sat} = 0'2V$

¿Qué función de transferencia corresponde al recortador?

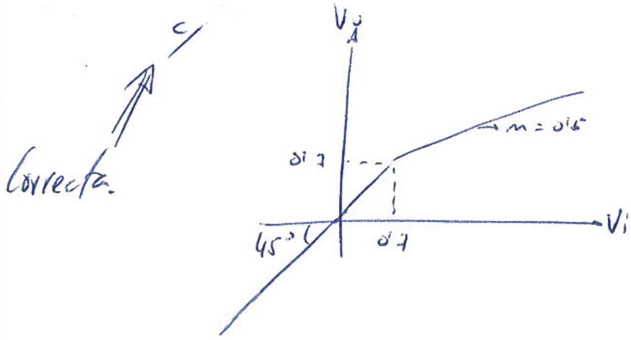
a)



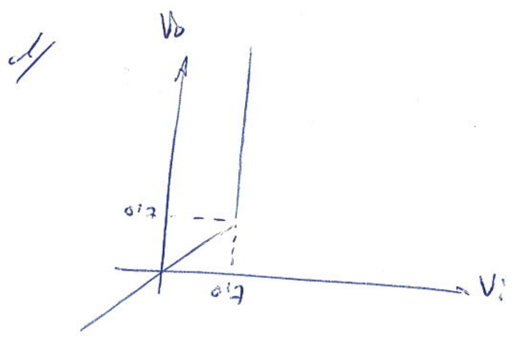
b)



c/



d/

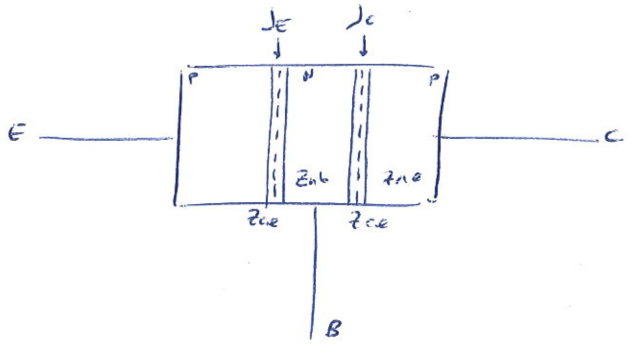


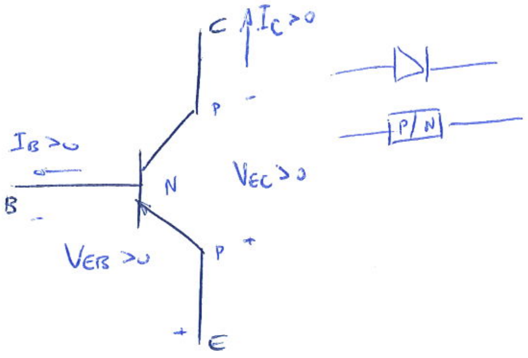
=

T.2 El transistor bipolar

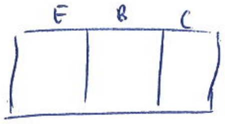
2.1 El transistor bipolar o de unión. (BJT)

a/ transistor PNP.





habitualmente <u>dopado base << dopado emisor</u>



$J_d = J_{dp} + J_{dn}$

Como dopado emisor >> dopado base J_{dn} es despreciable frente a J_{dp}.

Jc y JE → 2 uniones PN, el BJT tiene diferentes estados de funcionamiento:

POLARIZACIÓN del BJT ≡

Zona de funcionamiento \ Unión	JE	conducen?		Jc
Activa (Directa)	Directa	Sí	Sí (al revés)	Inversa
Activa (inversa)	Inversa	Sí	Sí (al revés)	directa
Saturación	Directa	Sí (al revés)	Sí	Directa
Corte	Inversa	No	No	Inversa

Activa (Directa) y Activa (inversa) → efecto transistor ≡ comportamiento ideal y Amplificación de señal.

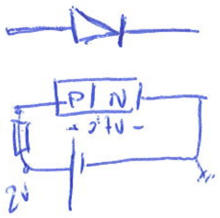
Activa (inversa) → aplicaciones raras, poca amplificación.

Corte → No conduce. Sólo hay corrientes inversas.

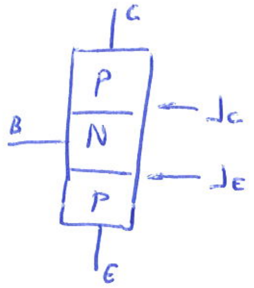
Saturación y Corte: BJT trabajando en tecnologías digitales.

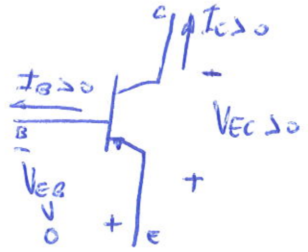
BJT

bipolar junction transistor.



PNP

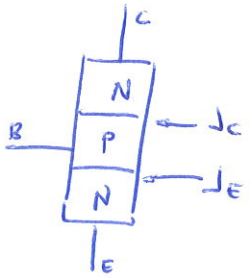


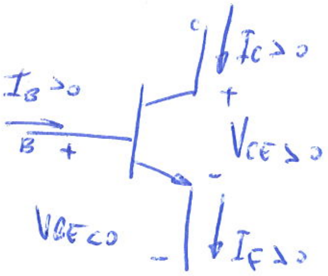


$V_{BE} = V_B - V_E$

$V_{EB} = V_E - V_B$

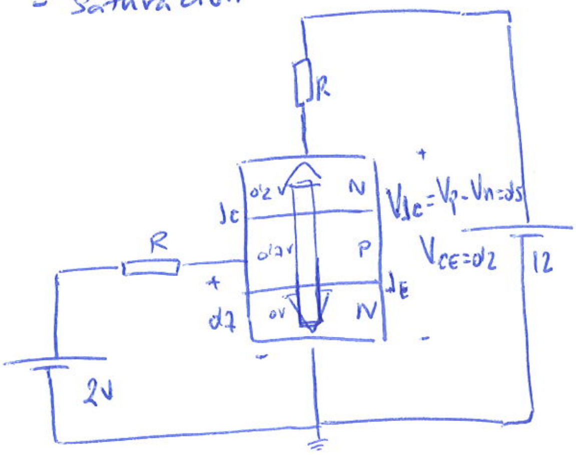
NPN





~~Activa directa~~

- Saturación:



ZONA DE POLARIZACIÓN DEL BJT \ UNIÓN	J_E	J_C
ACTIVA (DIRECTA)	dir.	inv.
ACTIVA INVERSA	inv.	dir.
SATURACIÓN	dir.	dir.
CORTE	inv.	inv.

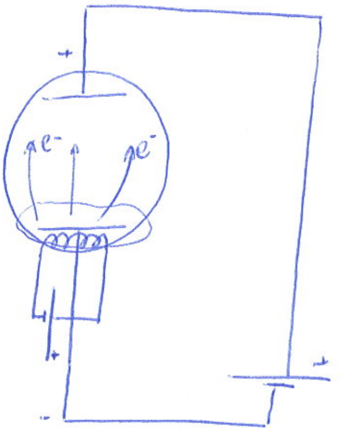
Conduce?

J_E	J_C
sí	sí (al revés)
sí	sí (al revés)
sí (al revés)	sí
No	No

} Estado clave del funcionamiento del TRT: cuando está en activa

J_C y J_E → 2 uniones PN, el BJT tiene diferentes estados de funcionamiento.

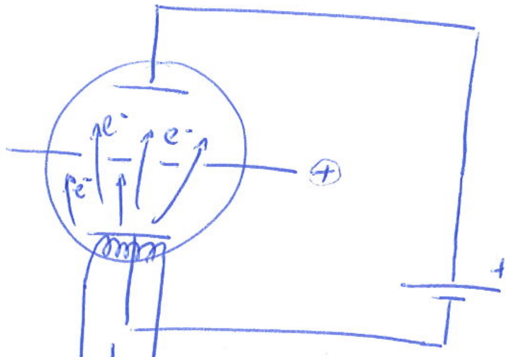
Válvula diodo

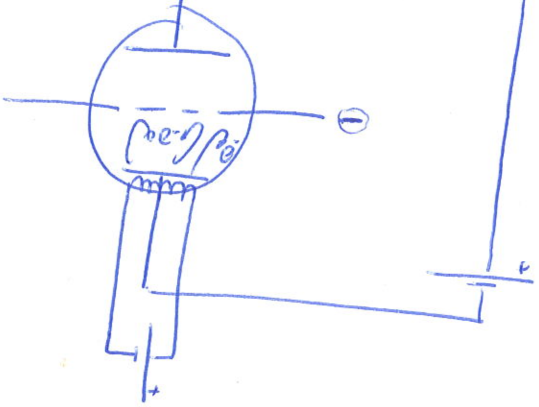


funcionamiento: Mediante una bobina se calienta una de las placas para que se cree una nuve electrónica (los e⁻ están en continuo movimiento). Al polarizar las placas mediante una pila, esta diferencia de potencial hace que los e⁻ salten del lado negativo al positivo creando una corriente en el sentido opuesto.

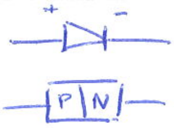
Si la válvula se polarizara al revés, no se produciría corriente, ya que los e⁻ siempre se mueven del negativo al positivo, y ahora, la nuve de electrones se encuentra en ela placa positiva donde no hay e⁻. Y en la placa negativa, donde sí que hay muchos e⁻ no hay la suficiente energía para hacer que estos salten.

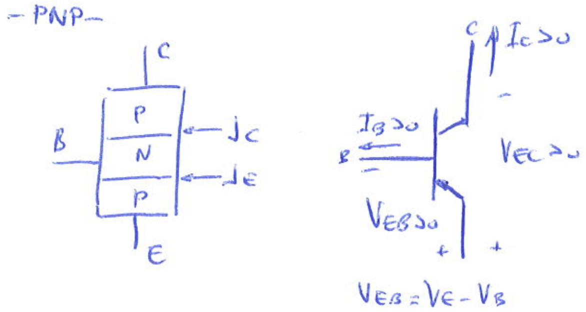
Triodo

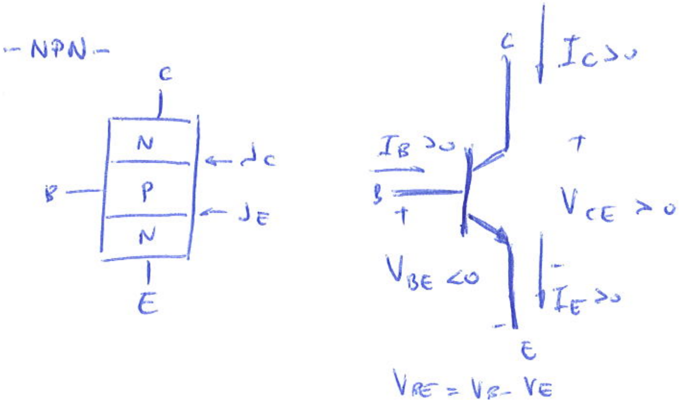




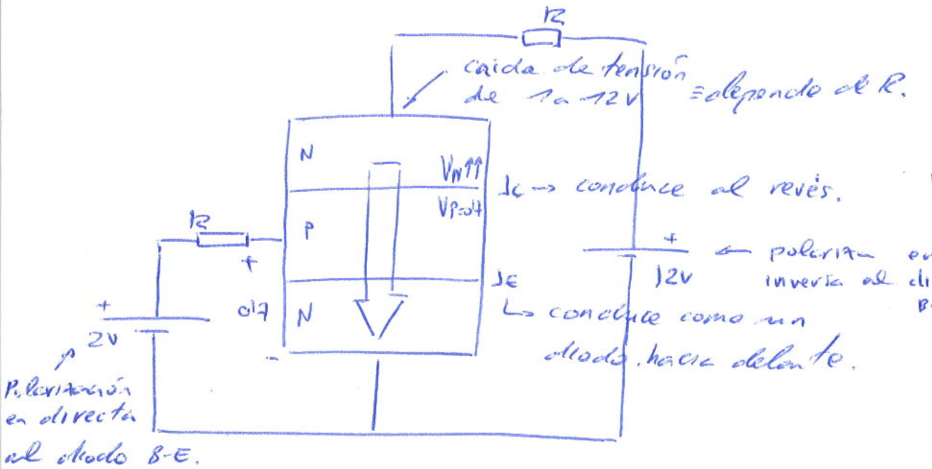
BJT (bipolar junction transistor)





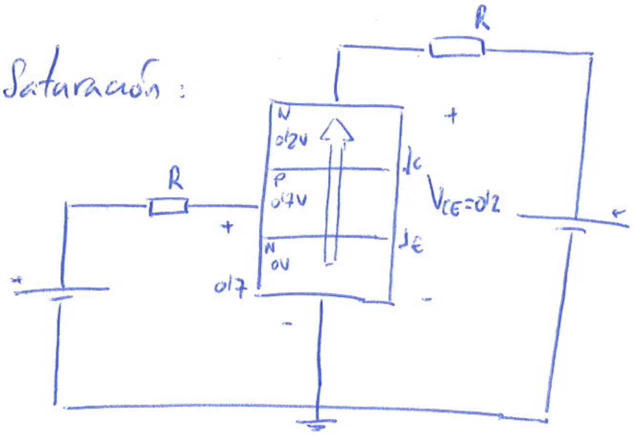


* Activa directa:



$V_{JC} = V_p - V_n = \ldots < 0$ ($V_n >> V_p$; V_p = 0'7V)

* Saturación:



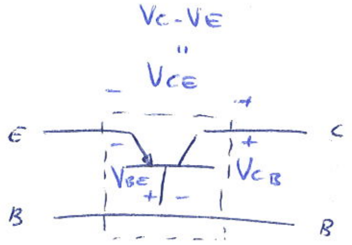
$V_{JC} = V_p - V_n = 0'7 - 0'2 = 0'5\,V.$

$V_{JE} = V_p - V_n = 0'7 - 0 = 0'7\,V.$

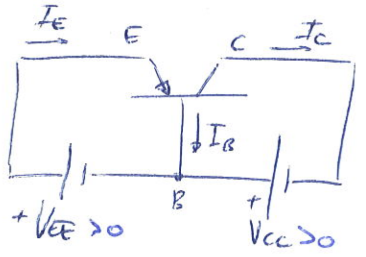
Zona de polarización del BJT \ Unión	JE	conduce?	Jc	conduce?
Activa (directa)	dir.	sí	Inv.	sí (al revés)
Activa inversa	Inv.	sí	dir	sí (al revés)
Saturación	dir.	sí (al revés)	dir	sí
corte	Inv.	No	Inv	No

2.1.1 Principios de funcionamiento

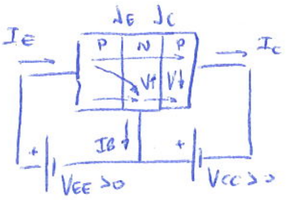
→ Caso a estudiar: / PNP
Configuración base común
Zona activa { J_E ⇒ Directa
J_C ⇒ Inversa

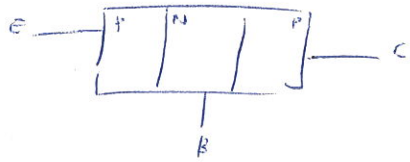


Podemos trabajar como un bipuerto.

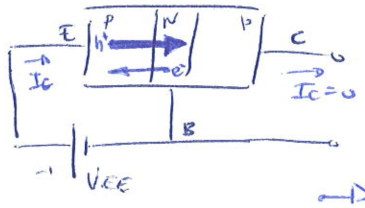


=





Quitamos Vcc:



* Estudiamos las uniones x separado:

– a) Unión base-emisor (sin Vcc): funciona como un diodo. =

* J_E ≈ Diodo en directa
→ Predominan corrientes de difusión: $J_d = J_{dp} + J_{dn}$

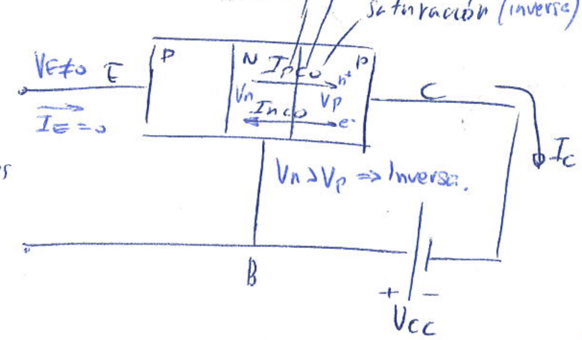
Corriente de h+ es mucho + grande que la de e-.

P++ = Aceptores - Emisor
n+ = Donadores - Base

J_{dn} es despreciable frente a J_{dp} por ser dopado emisor >> dop. base = condición habitual para BJT's: $N_{AE} >> N_{DB}$

– b)

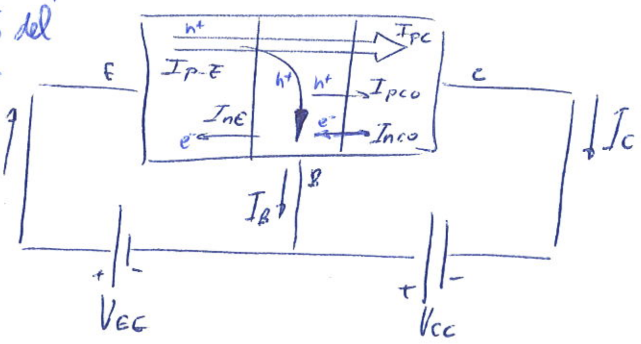
Sacamos V_{EE}



Unión-base-colector (sin V_{EE})
$V_b > V_c$ ⇒ J_c en inversa
$J_a > J_d$ ⇒ Corriente en inversa muy pequeña: Saturación de diodo $I_C = I_S$

equivale a
$I = I_S(e^{V/V_T} - 1)$ ← $I_c = I_{pco} + I_{nco} = I_{CBO}$ (colector-base, inversa desconect.)
(la del diodo)
↓
$I_S = I_{CBO}$
$V = V_{CB}$ } corriente y tensión del diodo.

– c) Polarizando ambas { J_E directa
J_C inversa



- Se produce una corriente neta de huecos por difusión de N a P:

$I_E = I_{pE} + I_{nE}$: KCL emisor

$I_C = I_{pC} + \underbrace{I_{pCo} + I_{nCo}}_{I_{CBo}}$

- Proporcionalidad $i_E - i_C$ en realidad la proporcionalidad es entre I_E, I_{pC}

Def $\alpha = \dfrac{I_{pC}}{I_E}$ => cte. de proporcionalidad en BJT => $I_C = I_{pC} + I_{CBo}$

(Ganancia de corriente del transistor en base común (para gran señal)) $\equiv h_{FB}$

$I_E = I_{pE} + I_{nE} \approx I_{pE}$

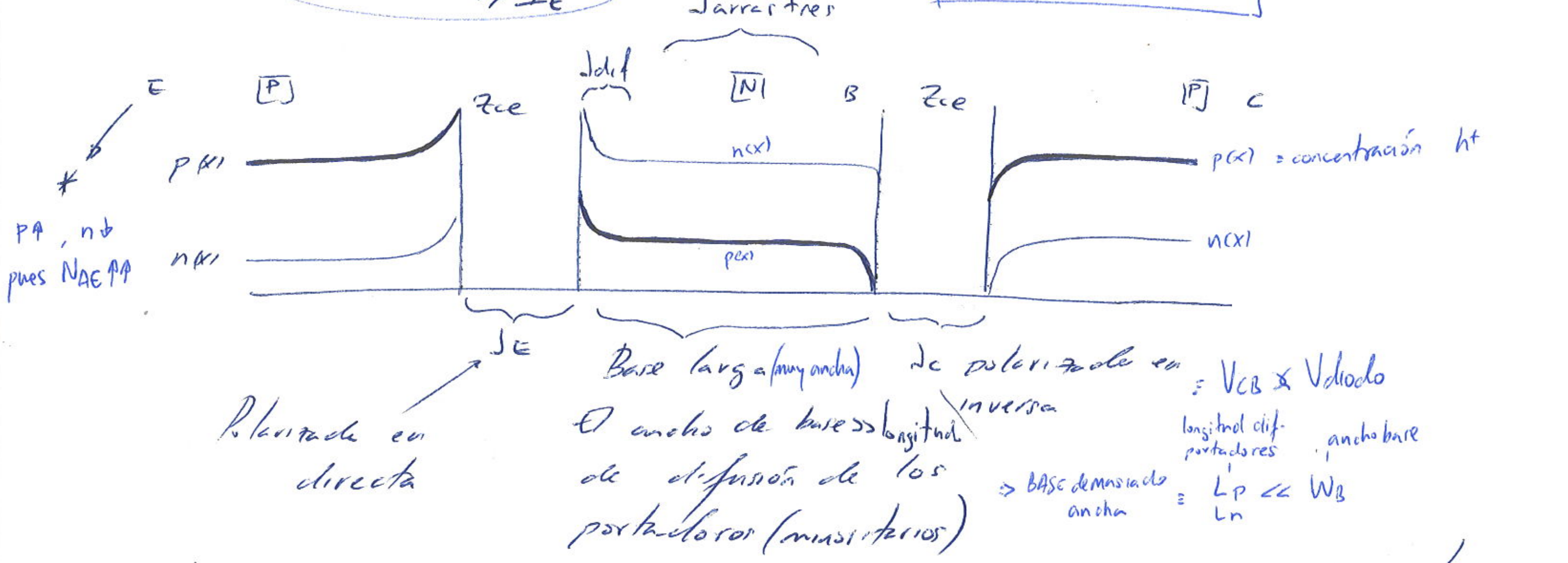
$I_{pE} \gg I_{nE}$

Obs

$\alpha \simeq 1$

$I_{pC} = I_C - I_{CBo}$

$\alpha = (I_C - I_{CBo})/I_E$ → $I_C = \alpha I_E + I_{CBo}$

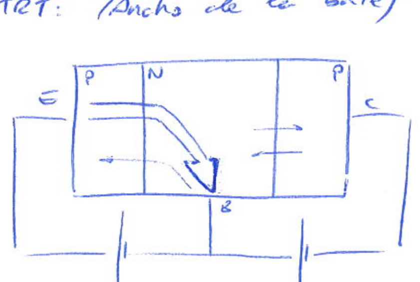


→ * Dopado emisor es mayor que dopado base, por eso p(x) está más separada de n(x).

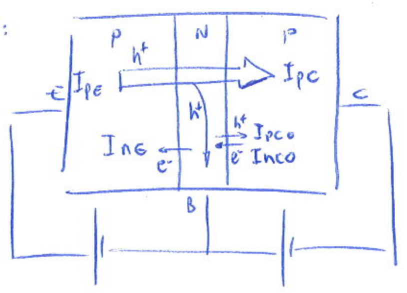
base demasiado ancha.

Equivale a 2 diodos ≡ Mal transistor. (mal BJT)

MAL TRT: (Ancho de la base)

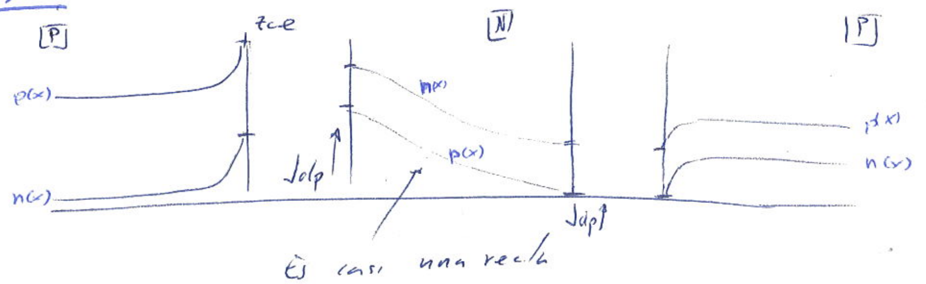


BUEN TRT: ≡ (BASE PEQUEÑA)

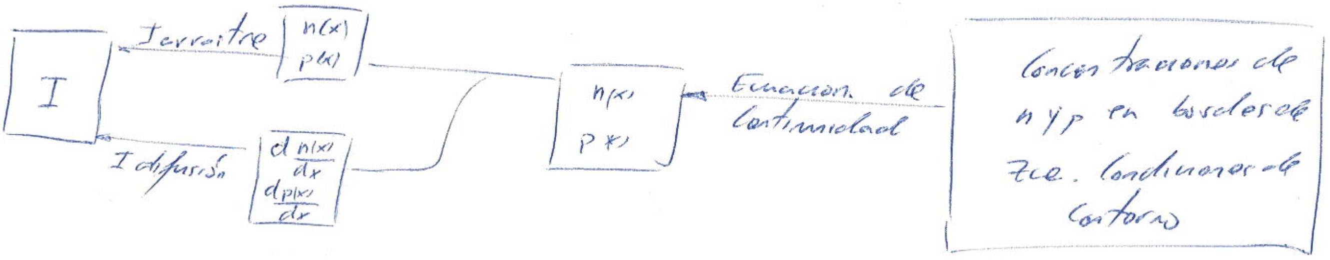


I_{pE} . Corriente de h^+ en el emisor

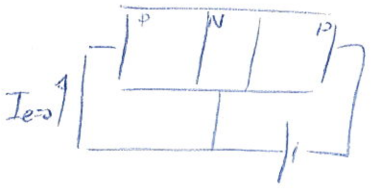
Buen transistor

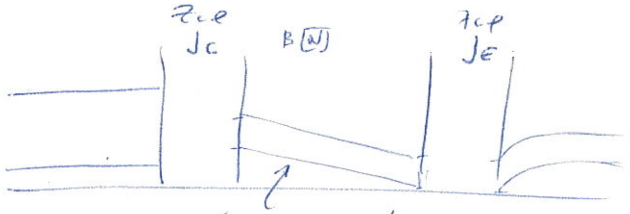


La tensión aplicada en una región semiconductora nos fija los excesos de portadores en el borde de la zona neutra. (En JE fija por VEE) La tensión aún no nos ha dado las intensidades.



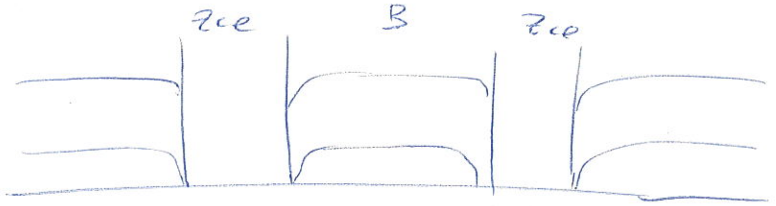
a) Que pasa si $V_{EE} = 0$





La pendiente es proporcional a la corriente. (Pequeña). ⇒ Es pequeña p.q. $\frac{dp(x)}{dx}$ es proporcional a $I_E = 0$.

b) Que pasa si $V_{EE} < 0$



Por tanto:

α = depende de la geometría del bipolar, de I_E, V_{CB}

⇓

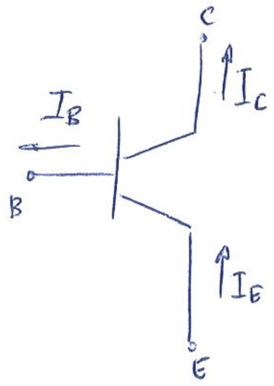
BJT presenta alinealidades

⇓

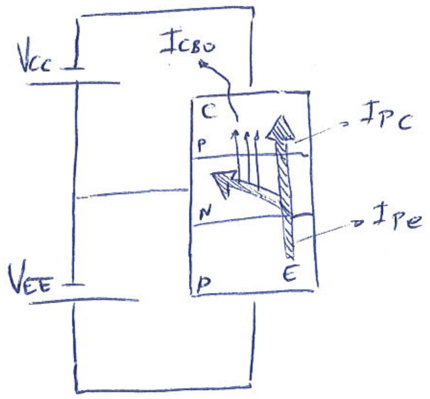
implica una necesidad de modelos de pequeña señal.

$0 < \alpha \leq 1$

Relaciones entre corrientes en el BJT



PNP en zona activa



$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO}$$

KCL: $I_B = I_e - I_c$

$I_C = I_B - I_E$

$$I_B = (1-\alpha)\cdot I_E - I_{CBO}$$

$I_E = I_B + I_C$

$I_C = \alpha(I_C + I_B) + I_{CBO}$

$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot I_B + \frac{1}{1-\alpha} \cdot I_{CBO}$

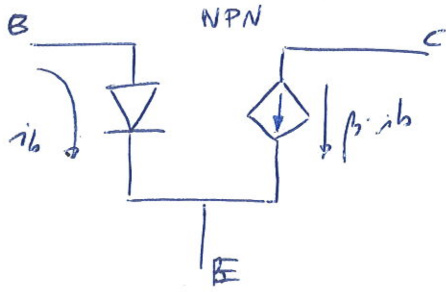
Def: $\beta \equiv \frac{\alpha}{1-\alpha} = h_{Fe}$ - ganancia de corriente en emisor común.

$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot I_B + \frac{1}{1-\alpha} \cdot I_{CBO} \rightarrow$ $I_C = \beta \cdot I_B + (\beta+1) \cdot I_{CBO}$

Sólo vale en activa directa

$\rightarrow$ I_C no depende de V_{CB}

$\beta + 1 = \frac{\alpha}{1-\alpha} + \frac{1-\alpha}{1-\alpha}$

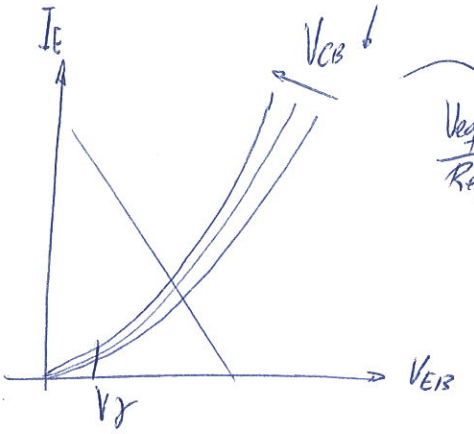


Un estudio nos introduce dependencia respecto V_{CB}.

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO} \cdot \left(-e^{V_{CB}/V_T} + 1\right)$$

Válido en activa directa, saturación corte.

I_{CEO} = Corriente de colector a emisor con base abierta.



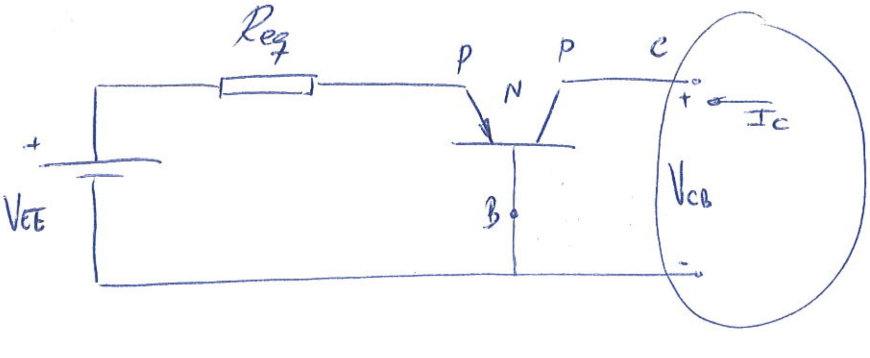
Curva característica de entrada del BJT PNP en Base común

Si no tenemos en cuenta la dependencia respecto V_{CB}:

$$I_E \simeq f(V_{EB}) = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{EB}}{V_T}} - 1\right)$$

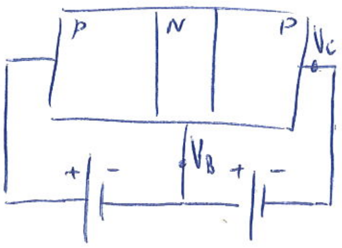
Vale en activación directa. Saturación corte → Si $V_{EB} < V_\gamma \Rightarrow I_E \simeq 0$

Corriente inversa de Saturación de I_E



V_{CB} · Tensión Colector-Base

· En la conexión:

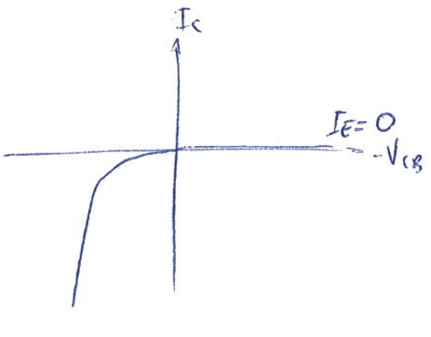


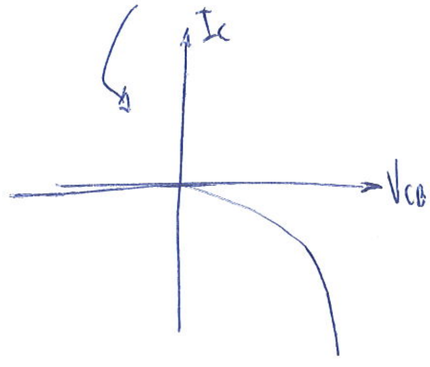
$V_C < V_B \Rightarrow V_{CB} < 0$

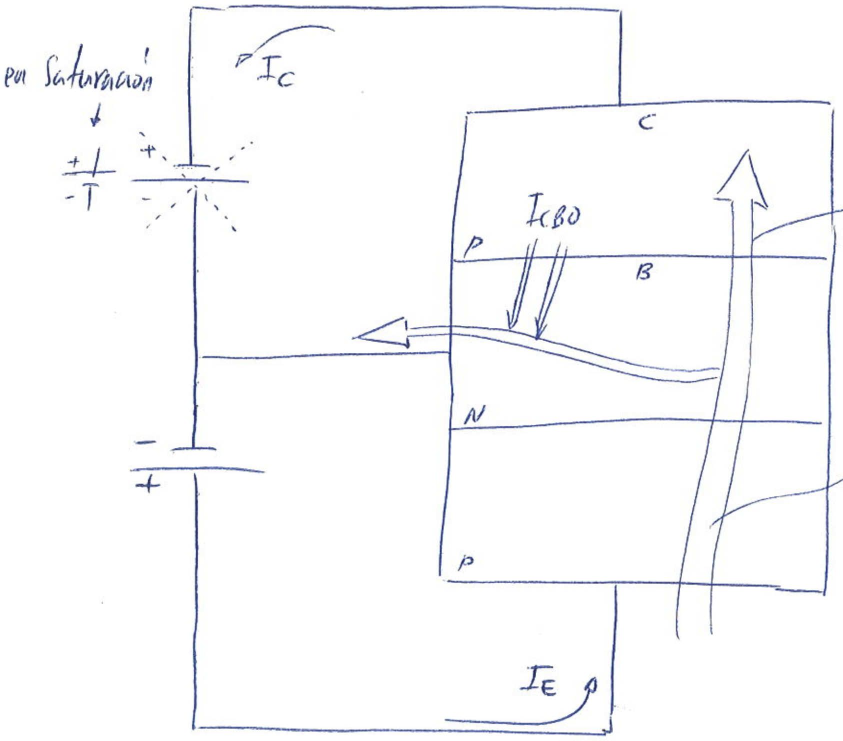
$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO}\left(1 - e^{V_{CB}/V_T}\right)$$

$$\text{Si } I_E = 0 \Rightarrow I_C = I_{CBO}\left(1 - e^{V_{CB}/V_T}\right) = -I_{CBO}\left(e^{V_{CB}/V_T} - 1\right)$$

Característica del diodo cambiado de signo.







$$\left(-e^{V_{CB}/V_T}+1\right)$$

$V_{CB} > 0 \Rightarrow$ signo $-$:
(Satura.)

$$I_C \simeq \alpha \cdot I_E - I_{CBO} \cdot e^{V_{CB}/V_T}$$

$V_{CB} < 0$:
(Activa dir.)

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO}$$

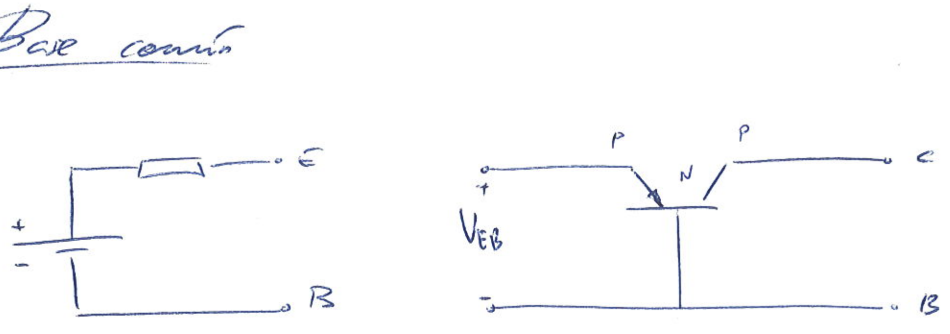
Saturación $\Rightarrow$ $I_C < \beta \cdot I_B$

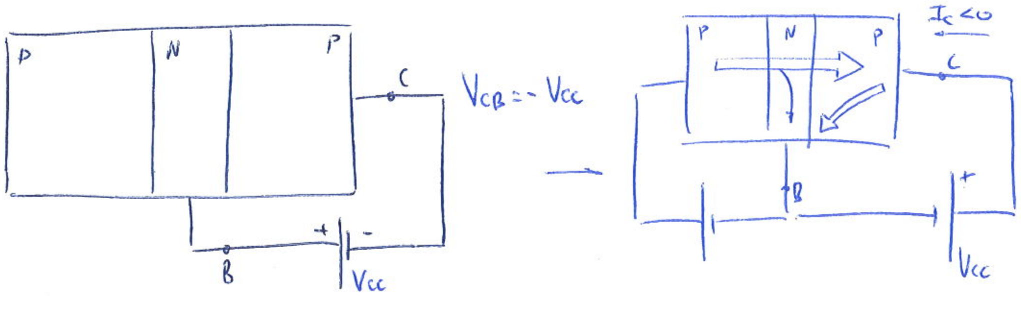
Activa directa $\Rightarrow$ $I_C \simeq \beta \cdot I_B$

$$I_C = \beta \cdot I_B + (\beta + 1) I_{CBO}$$

2.1.2 Características de entrada y salida

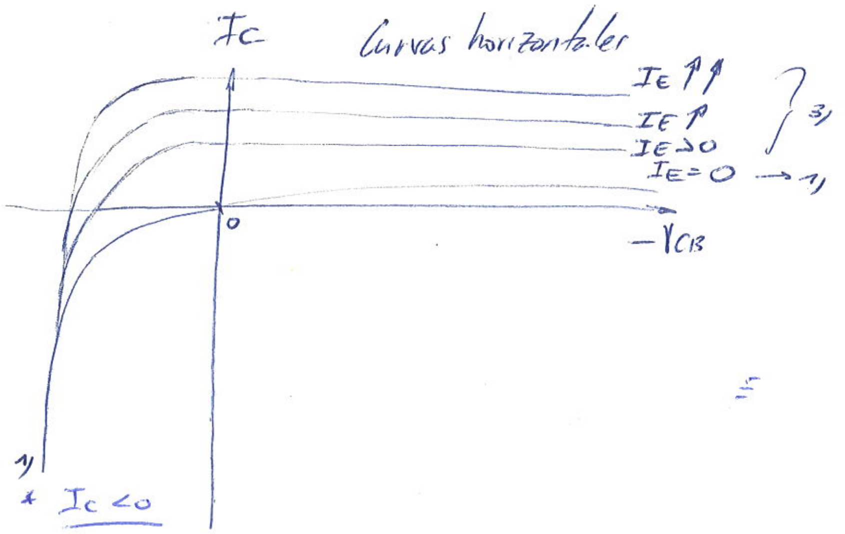
Base común



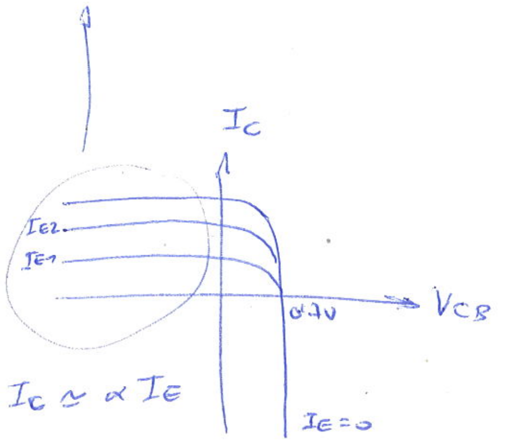


$\rightarrow$ $V_C > V_B$

si $V_{CC} > V_{CB}$ $\rightarrow$ $I_C < 0$



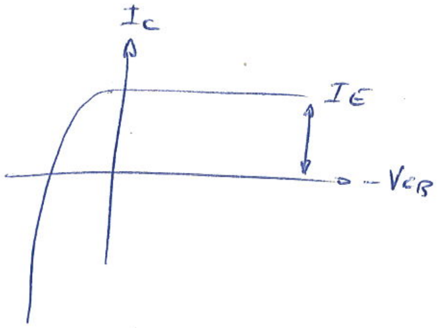
$V_{CB} < 0 \rightarrow J_C$ en inv. → act. dir.



2) $I_E < 0 \Rightarrow$ en activa inversa ⇒ No vale la ec. de I_C ⇒ No lo tendremos en cuenta.

3) $I_E > 0$, activa directa

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO}\left(1 - e^{V_{CB}/V_T}\right)$$



* si $I_E = 0$

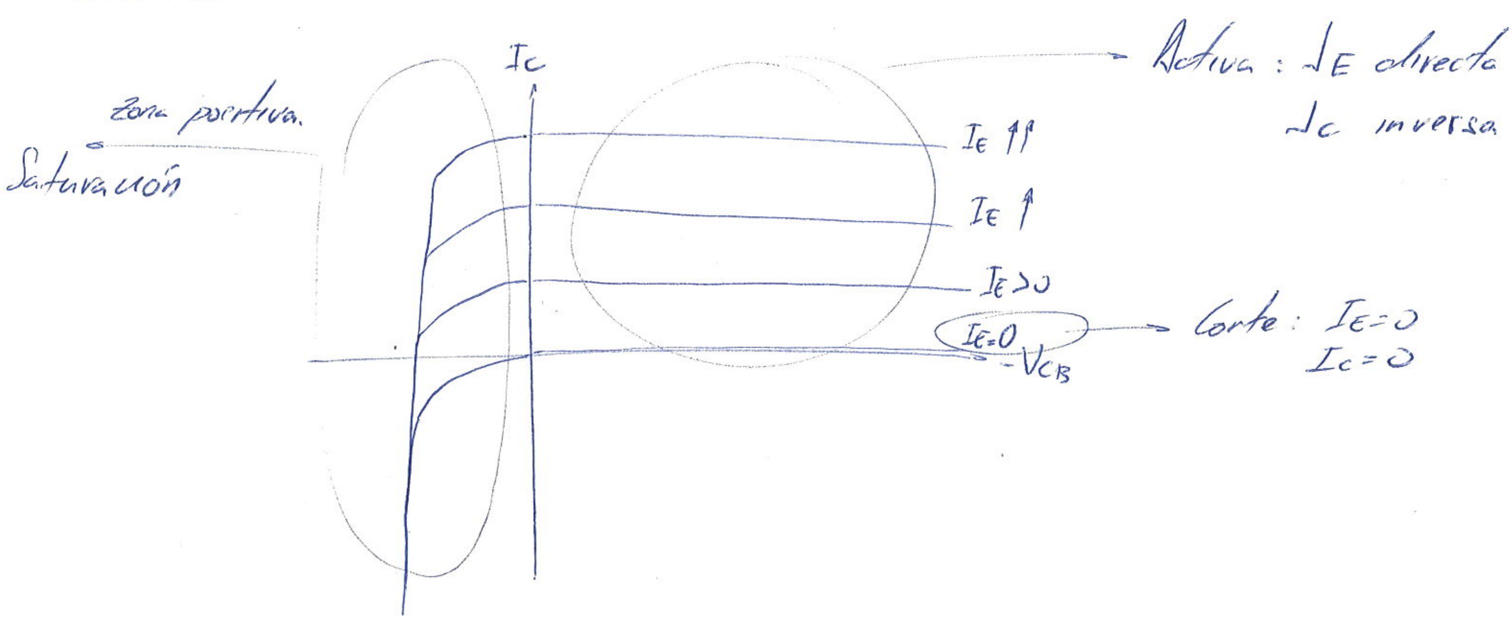
$$\Rightarrow I_C = -I_{CBO}\left(e^{V_{CB}/V_T} - 1\right) \qquad -\left(e^{V_{CB}/V_T} - 1\right)$$

4) En saturación:

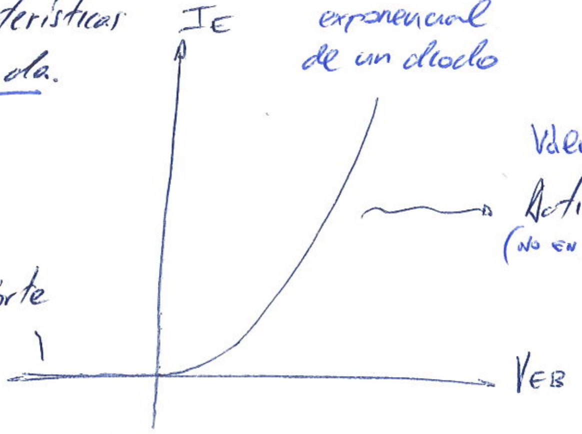
J_E dir. → $V_{EB} > 0$

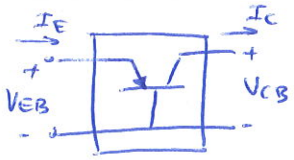
J_C dir. → $V_{CB} > 0$

densidad de corriente — directa



Para características de entrada.

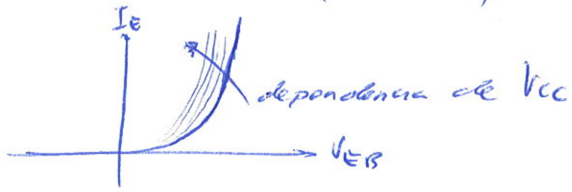




Válida en:
Activa directa o saturación, y en corte.
(NO EN ACTIVA INVERSA)

$$I_E \simeq I_{ES}\left(e^{V_{EB}/V_T}-1\right)$$

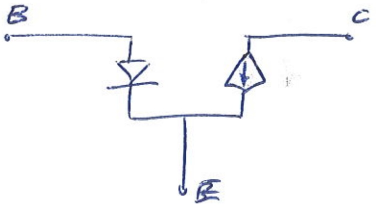
equivale a $i_D = I_S\left(e^{V_D/V_T}-1\right)$



Modelo de Ebers-Moll

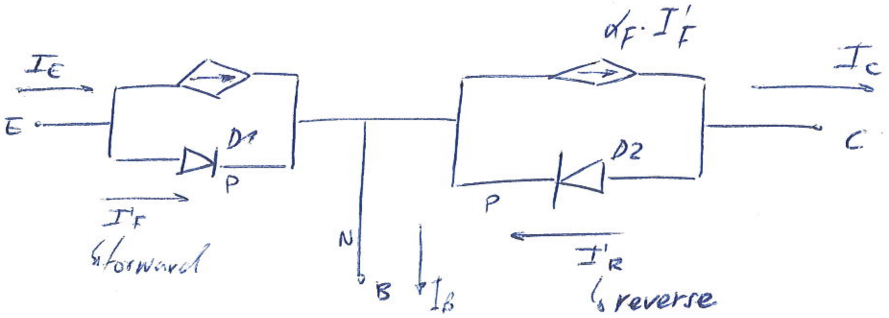
Simplificación:

(NPN)



Modelo completo:

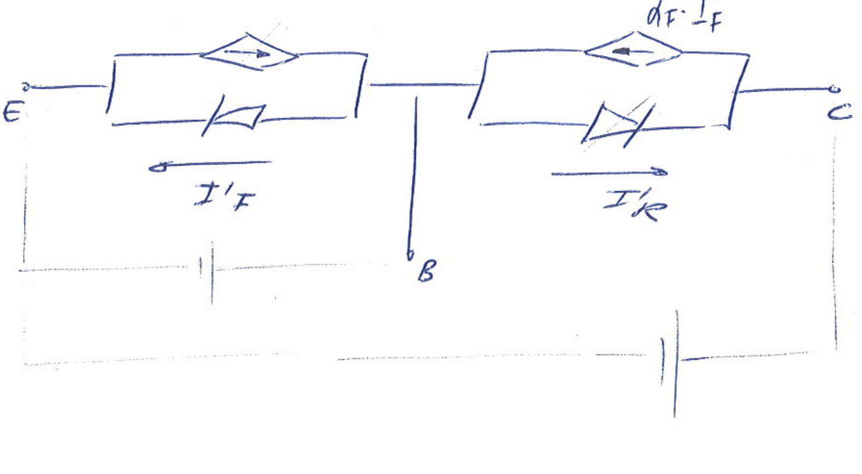
(PNP)



para un modelo NPN los diodos estarían al revés.

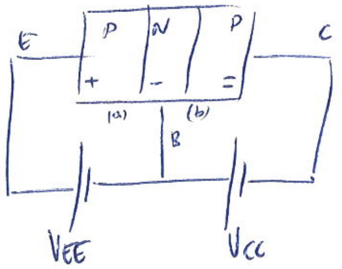
$$\begin{cases} I'_F = I_{EBO}\left(e^{V_{CB}/V_T}-1\right) \\ I'_R = I_{CBO}\left(e^{V_{CB}/V_T}-1\right) \end{cases}$$

(NPN)



→ *

en PNP:



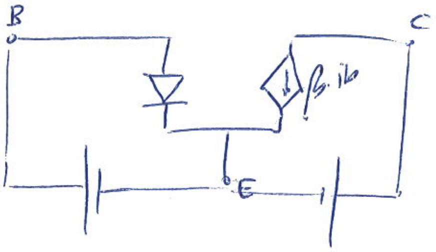
a) Diodo D1 → conduce

b) Diodo D2 → no conduce (pero pasa I)

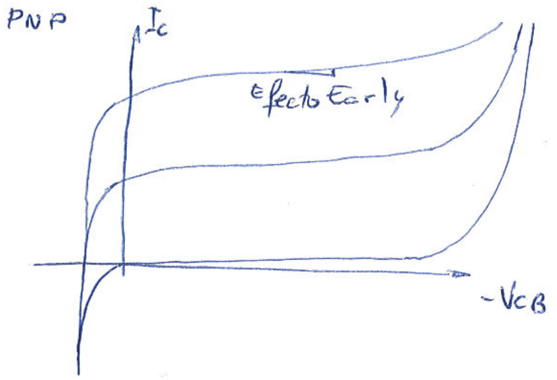
$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO}$

$I_C = \alpha_F \cdot I'_F \cdot I_{CBO} \left(-e^{V_{CB}/V_T} + 1\right)$

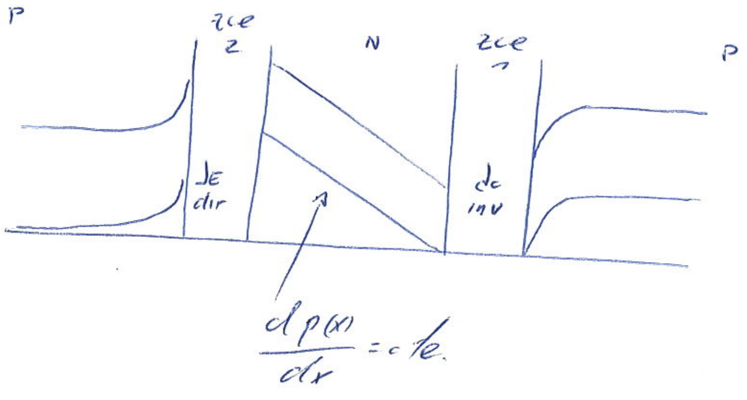
* modelo NPN. Al conectar fuentes de tensión queda el modelo simplificado:



Efecto Early o de Modulación de anchura de base

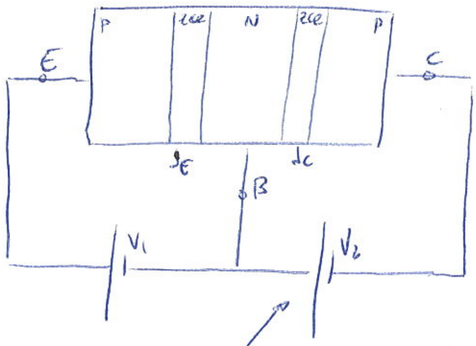


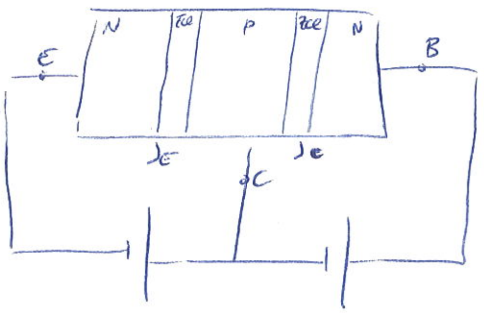
← Perforación de la base
También puede ser debido a la ruptura inversa de Jc.



. Al aumentar zce 1 aumentamos $\frac{dp(x)}{dx}$

. $\alpha \uparrow$ y más corriente llega al Colector. $I_C \uparrow$ $I_B \downarrow$





Cuanto más tensión exista, más crece la zce.

PNP:

$$\frac{dp_{(x)}}{dx} = cte \rightarrow J_{Dp} = cte$$

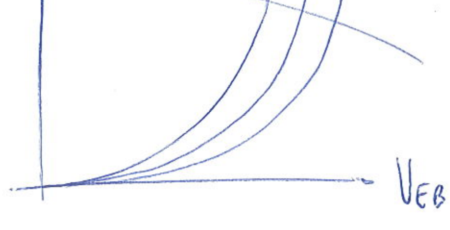
NPN: $\frac{dp_{(x)}}{dx} \uparrow \Rightarrow \begin{matrix} I_{DE} \uparrow \\ I_B \downarrow \end{matrix} \Rightarrow I_C \uparrow$

Corriente de huecos en el emisor

$-V_{CB} = V_{CC} \uparrow$; $I_C = \alpha \cdot I_E$

El efecto Early también influye en la característica de entrada aunque casi no se diferencia. (tira la gráfica hacia el eje de coordenadas).

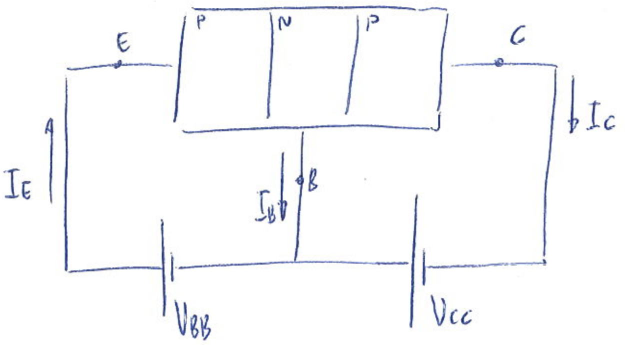
- Perforación en la base: cuando zce(c) se junta con la zce (e).

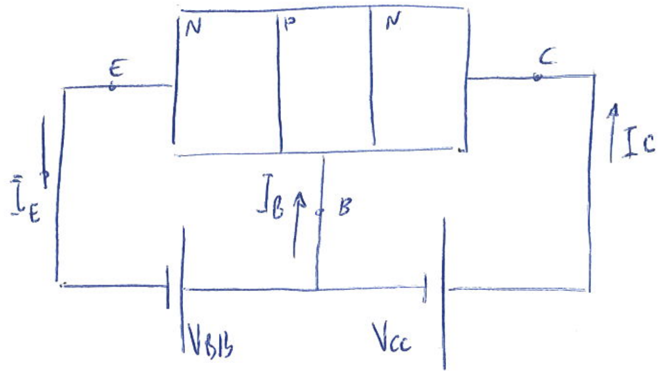


para $-|V_{CB}| \uparrow$

PNP

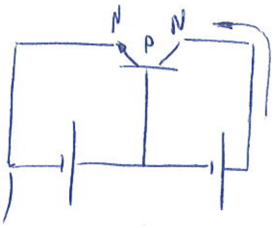
que Jc esté más en inversa.





$I_C > 0$, $I_B > 0$, $I_E > 0$ } en act $\quad V_{CB} < 0$

$I_C > 0$, $I_B > 0$, $I_E > 0$ } en act $\quad V_{CB} > 0$



$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}\left(-e^{\frac{V_{CB}}{V_T}} + 1\right)$$

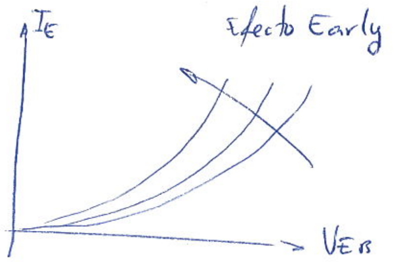
$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}\left(-e^{-\frac{V_{CB}}{V_T}} + 1\right)$$

cambio de signo en las tensiones

$V_d = V_{CB}$

$V_d = V_{BC} = -V_{CB}$

Característica de entrada:

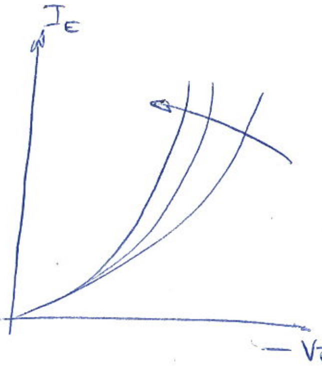


J_C está más en inversa

⇓

$|V_{CB}| \uparrow$: $V_{CB} < 0$

$-V_{CB} \uparrow$



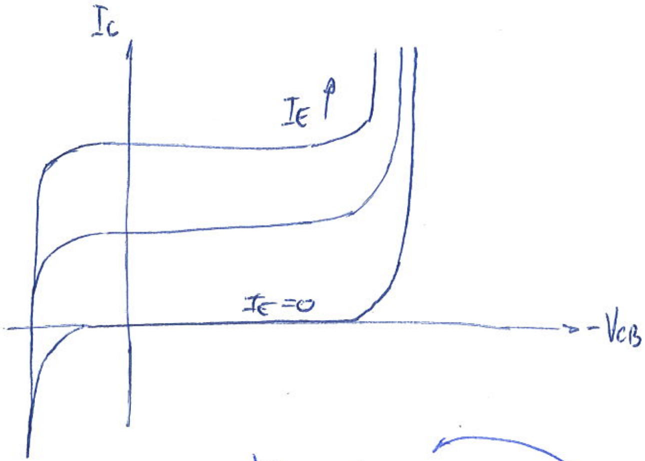
J_C está más en inversa

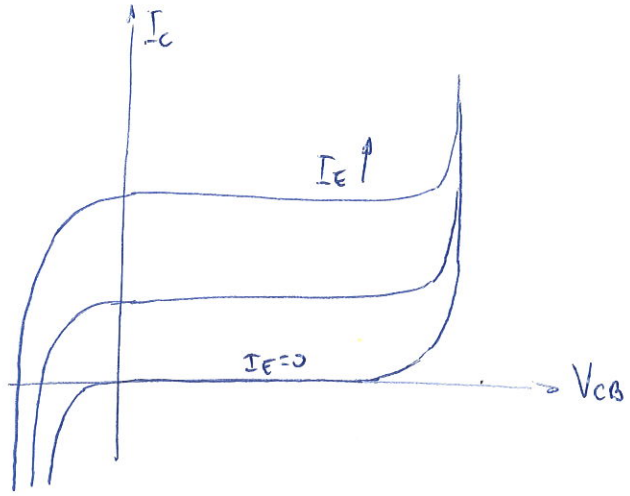
⇓

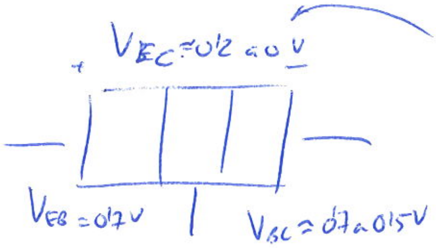
$|V_{CB}| \uparrow \Rightarrow V_{CB} \uparrow$

$V_{CB} > 0$

Característica de salida:

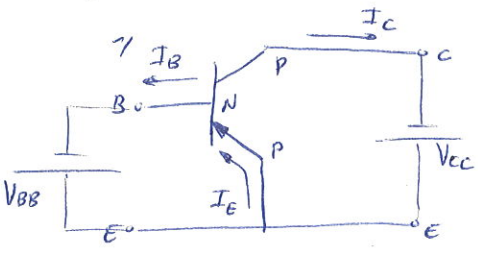


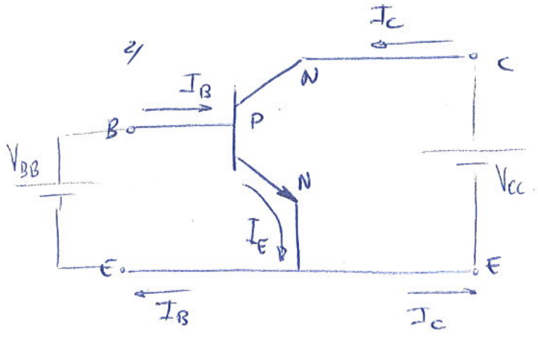




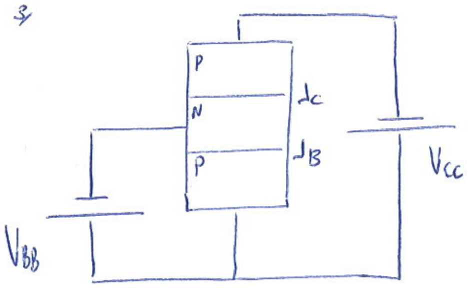
en sat de 0'2 a 0'1 V

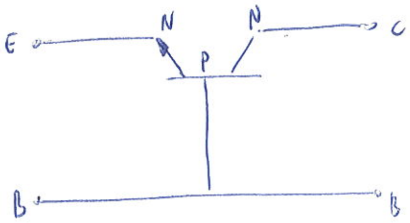
Configuración en emisor común





$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$





$V_{BB} > 0 \rightarrow$ BJT en activa para los dos. (1 y 2)

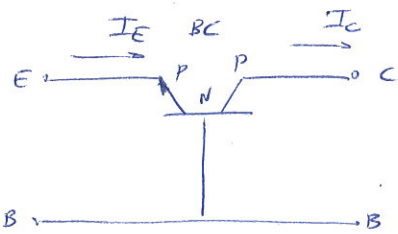
En 3): $V_C < V_B$

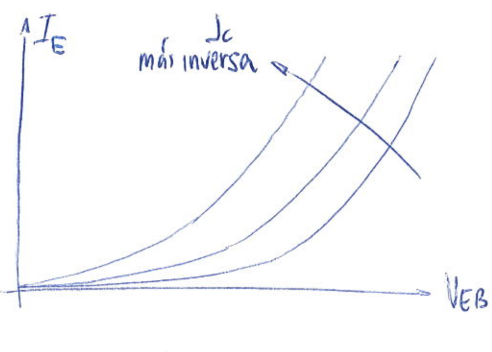
para J_C en inversa. $\Rightarrow V_C = -V_{CC} < V_B = -V_{BB} \Rightarrow V_{CC} > V_{BB}$

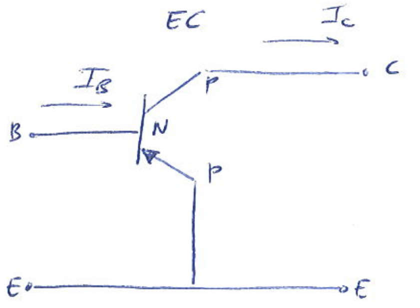
J_C en inv.
J_E en dir. } $\Rightarrow$ BJT en activa directa.

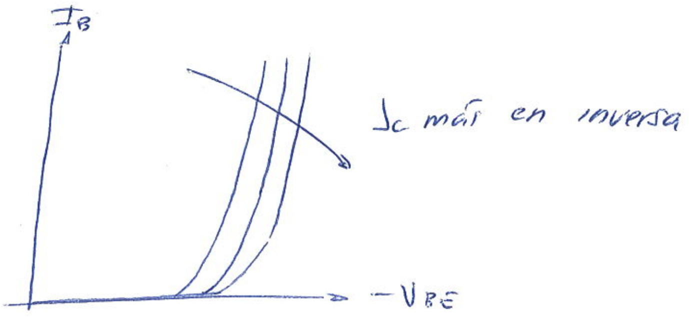
J_C dir
J_B dir } $\Rightarrow$ Saturación $\Rightarrow$ { Si $V_{BB} > 0$
$V_{CC} < V_{BB}$
> 0 ... cuidado!!

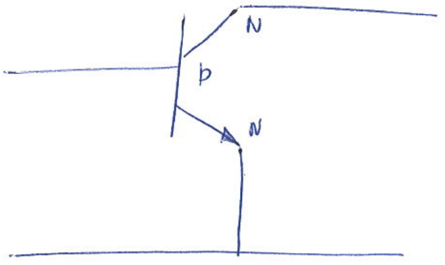
Características de entrada: (unión J_E)

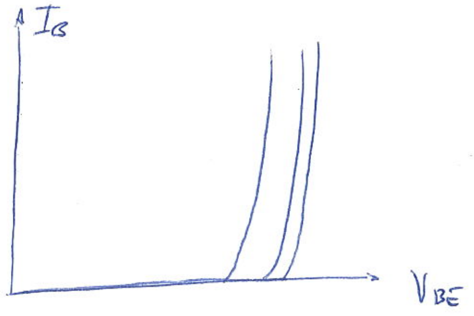












1) Early → $I_B \downarrow$

al disminuir ancho de base

$|V_{Jc}| \uparrow \Rightarrow I_B \downarrow$

Jc en inv

2) en activa:

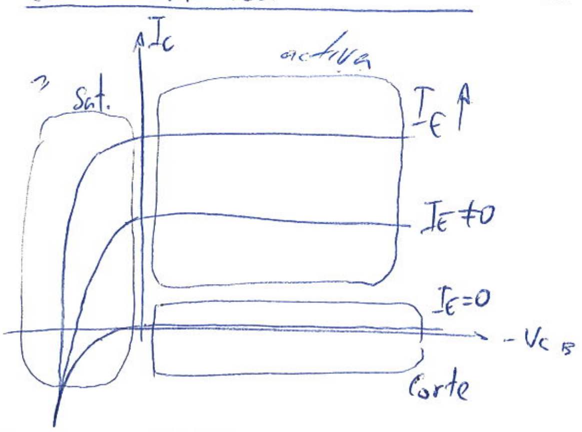
$$J_B = \underbrace{(1-\alpha) I_E} - I_{CBO} \simeq (1-\alpha) I_E$$

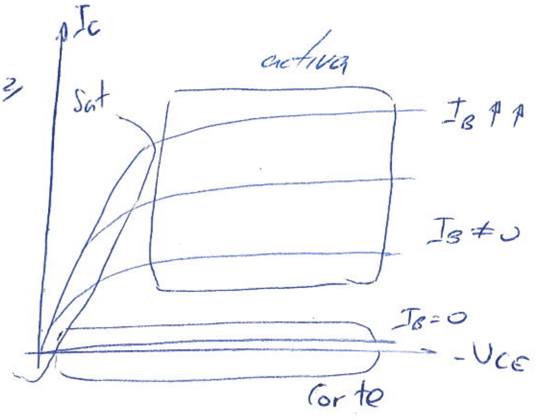
Si $\alpha = 0'995$ $\quad I_B = 0'005\, I_E$

$I_E = 200\, I_B$

3) Normalmente se desprecia el efecto Early en la Entrada

<u>Característica de Salida</u>: $J_C + J_E$





En a) $I_B = (1-\alpha) I_E$ en activa

Obs: en activa:

$$I_C = \beta I_B + (\beta+1) \cdot I_{CBO} \simeq \beta I_B$$ (relación de corriente de colector y de base)

pequeño

$I_C \propto I_B \Rightarrow$ comportamiento lineal

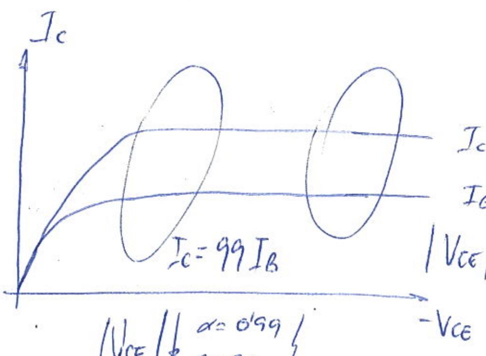
- Las características EC se ven más afectadas por el efecto Early que las de BC.

$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$

$|V_{CE}|\downarrow$ $\alpha = 0'99 \rightarrow \beta = 99$

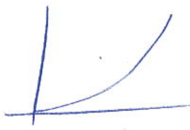
$|V_{CE}|\uparrow$ $\alpha = 0'995 \rightarrow \beta = 199$

gráfica.

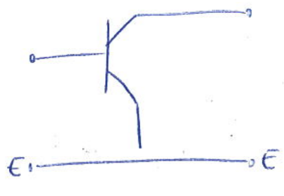


Aproximaciones de las curvas características

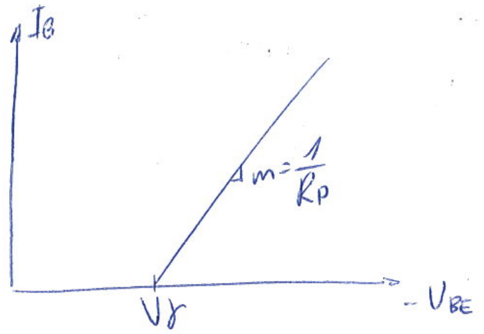
- Característica de entrada:



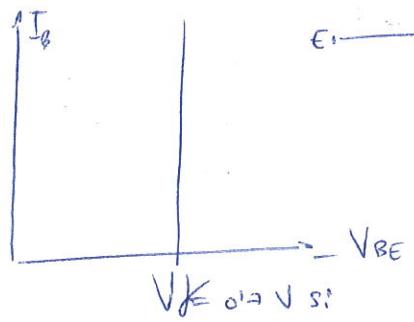
. Emisor común, PNP o NPN



a) PNP

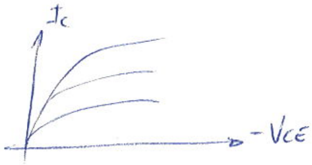


b)

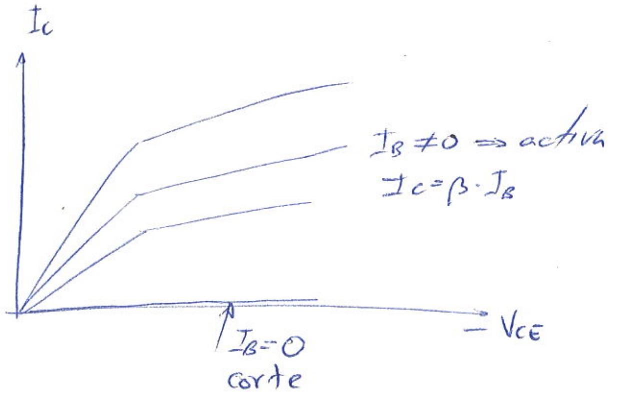


0'7 en el Si
0'2 V en el Ge

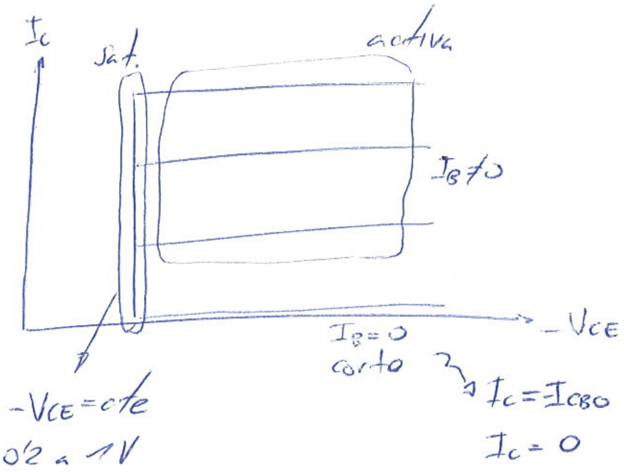
– Característica de salida:



a/



b/

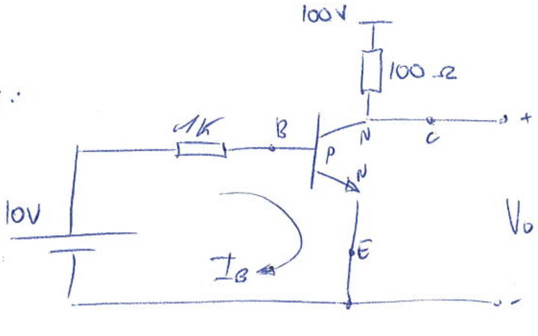


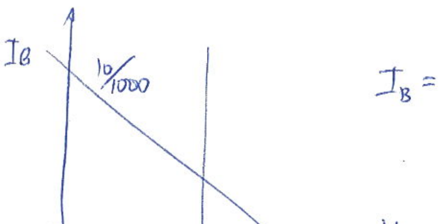
1) planas ⟺ α = cte.
β = cte. en toda la región activa directa.

2) $I_C = \beta I_B$

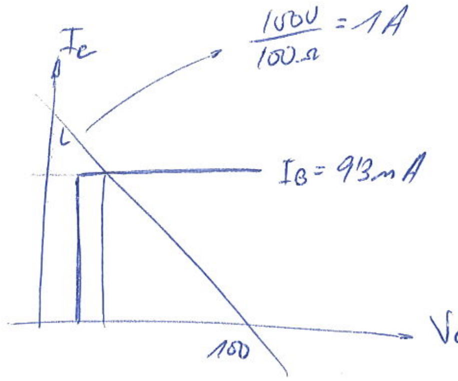
$I_E = I_B + I_C = (\beta + 1) I_B$ sólo en activa directa.

x Ej:





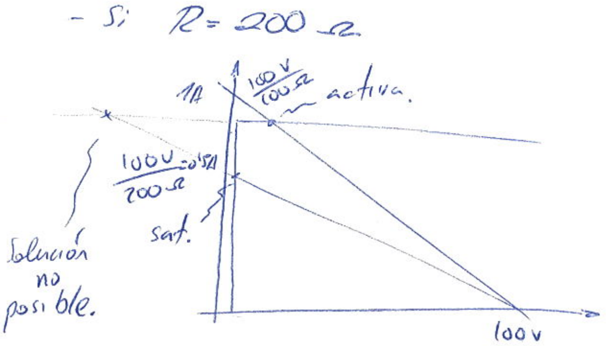
$I_B = \frac{10V - 0'7}{1000} = 9'3\,mA$



$I_C = \beta \cdot I_B = 930\,mA$

$V_o = V_{CE} = 100\,V - 100\,\Omega \cdot 930\,mA = 7\,V.$

- Si R = 200 Ω.



$I_C = \beta \cdot I_B = 930\,mA$

$V_o = V_{CE} = 100V - 200\,\Omega \cdot 930\,mA = -86\,V < 0$!!! no es posible electricamente *

*

$V_{CE} = 0'2 V$

$I_C = \frac{100 - 0'2}{200} \simeq 0'5A$

⇓

No se cumple que: $\underset{0'5A}{I_C} = \beta \cdot \underset{9'3mA}{I_B}$

⇕

SAT

2.1.3/ Rectas de carga en continua: Punto de trabajo. (RCC)

BJT — 4 estados posibles
- Activa
- Activa inversa — Por inspección
- Corte
- Saturación — Análisis

1er Análisis: Suponer activa.

$I_B > 0$

$I_C > 0 \quad I_C = \beta \cdot I_B$

$I_E > 0 \quad I_E = I_B + I_C = (\beta + 1) I_B$

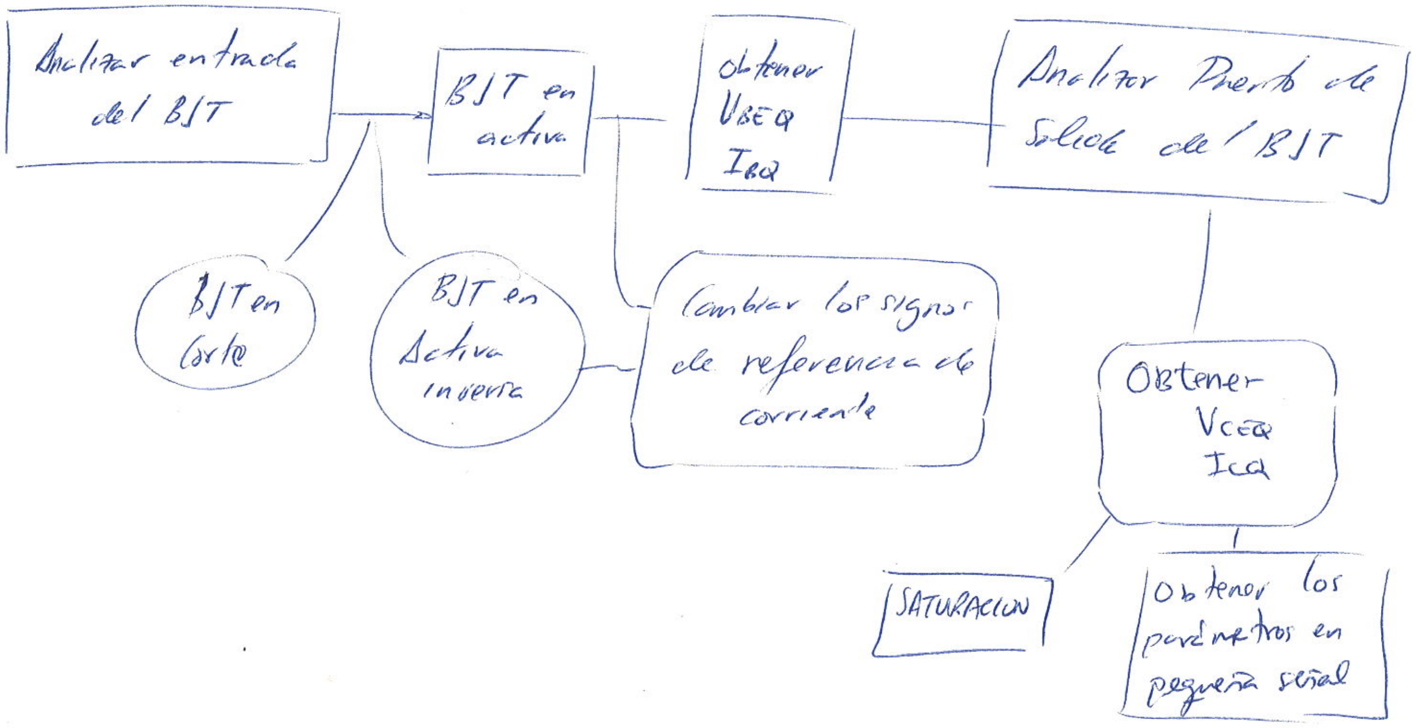
Obtendremos V_{CE}

$V_{CE} < 0$!! NPN

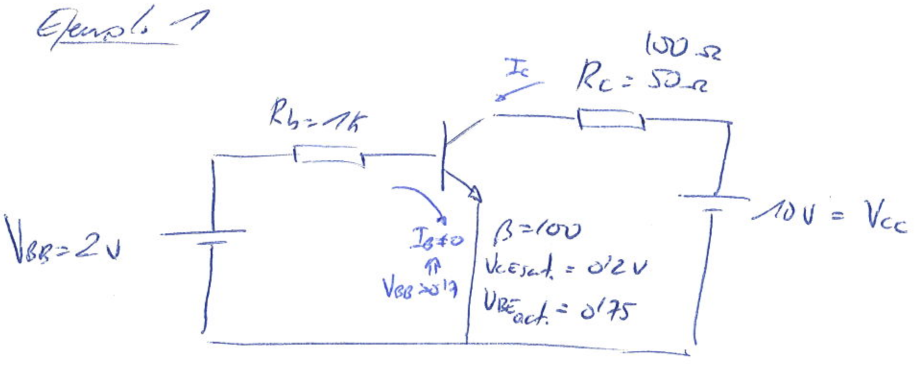
$-V_{CE} < 0$!! PNP

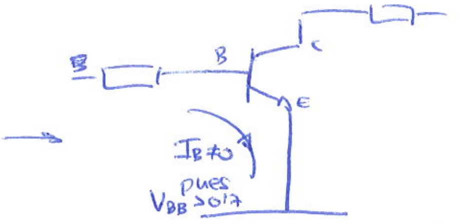
$V_{CE} > 0$

ERROR ⇒ BJT no puede estar en activa (debe estar en saturación)



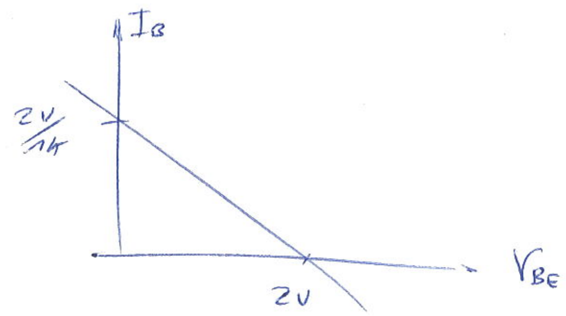
Ejemplo 1





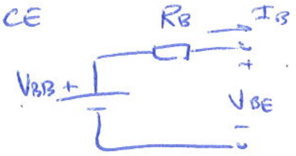
por ir I de B a E ⇒ en directa

a/ RCC. Entrada (Recta de carga en continua)

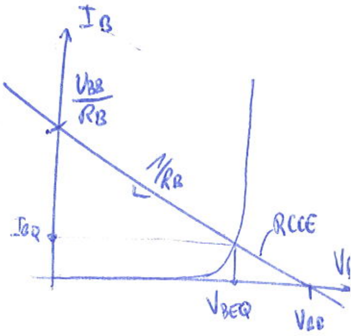


· 1/ Análisis malla entrada:

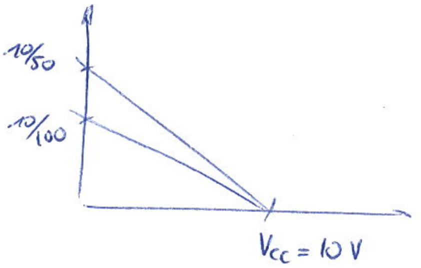
RCCE



$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

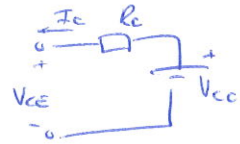


b/ RCC. Salida



· 2/ Análisis malla salida:

RCCS



$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

* Analisis BJT

1/ $I_{BQ} \geq 0$ pues $V_{BB} > 0'7$ ⇒ Corte no es posible

$I_{BQ} \geq 0$ pues $V_{BB} > 0'7$ ⇒ Activa directa o saturación

Intensidad de Base en el punto de trabajo

$$I_{BQ} = I_{R_B} = \frac{2V - 0'7V}{1k} = 1'3\,mA \rightarrow I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \cdot 1'3\,mA = 130\,mA$$

$V_{BEQ} = 0'7V$ Por estar en activa

Suponiendo estemos en activa $\beta = \frac{I_C}{I_B}$; $I_C = \beta \cdot I_B = 130\,mA$

$100 \cdot 1'3\,mA$

Hallamos $V_{CEQ} = V_{CC} - I_C R_C = 10\,V - (130\,mA \cdot 50\,\Omega) = 3'5\,V$ ⇒ Estamos en activa.
($R_C = 50\,\Omega$)

$V_{CEQ} = 10 - 130\,mA \cdot R_C = -3\,V$ ⇒ Estamos en saturación
($R_C = 100\,\Omega$)

Entonces $I_{C\,SAT} = \dfrac{10 - V_{CEsat.}}{R_C} = \dfrac{10 - 0'2}{100\,\Omega} \rightarrow -\dfrac{1}{R_C} = -0'01$

$R_C = 100\,\Omega$

$V_{CE} = 0'2\,V$

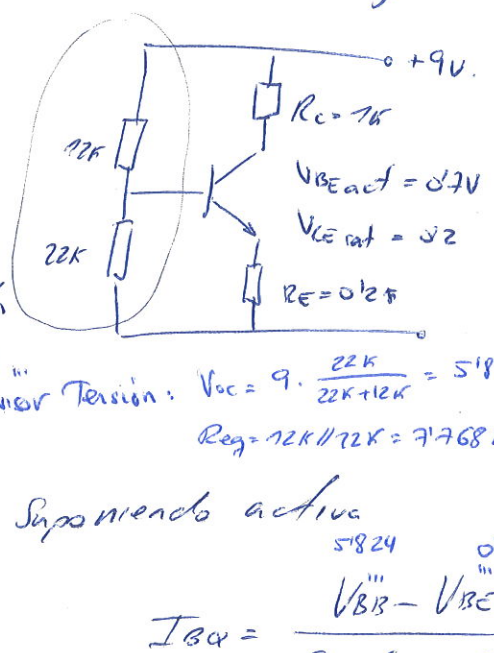
Por tanto

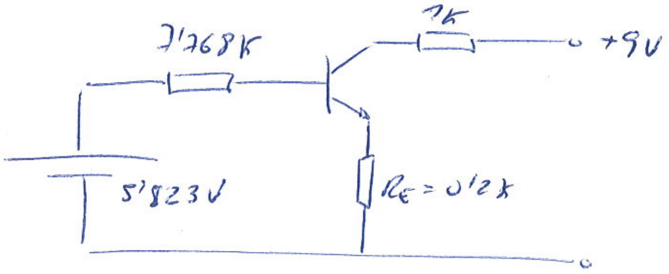
$R_C = 50\,\Omega \begin{cases} I_{CQ} = 130\,mA \\ V_{CEQ} = 3'5\,V. \end{cases}$

$R_C = 100\,\Omega \begin{cases} I_{CQ} = 98\,mA \\ V_{CEQ} = 0'2\,V \end{cases}$

Ejemplo 2

Hallar I_B, I_C, I_E, V_{BE}, V_{CE} en el punto de trabajo y la zona de trabajo.





divisor Tensión: $V_{oc} = 9 \cdot \dfrac{22K}{22K + 12K} = 5'823\,V$

$R_{eq} = 12K \parallel 22K = 7'768\,K\Omega$

KVL. malla $V_{BB} - B - E$

$V_{BB} = I_{B_Q} R_{B_{eq}} + V_{BEQ} + (I_B + I_C) R_E$ (con $V_{BEQ} = 0'7$; $I_B + I_C = I_E$)

$V_{BB} = V_{Req} + V_{BE} + V_{RE}$ ($V_{BE} = 0'7$)

$V_{Req} = I_{BQ} \cdot R_{eq}$

$I_C = \beta \cdot I_B$ (en Activa)

$V_{RE} = (I_B + I_C) R_E = (\beta + 1) I_B \cdot R_E$

a) Suponiendo activa

$I_{BQ} = \dfrac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + (\beta + 1) R_E}$ ($V_{BB} = 5'824$, $V_{BEQ} = 0'7V$, $R_B = 7'768K$, $\beta + 1 = 51$, $R_E = 0'2K$) ; $I_B > 0$ → Por lo tanto no estamos en corte. (Estamos en act. directa o saturación)

$I_{BQ} = 0'285\,mA$

Obs

$Z_{in} \simeq 20'4k$

$Z_{in} = \frac{V_{BB}}{I_{BQ}} = 20'4k > 7'765k$ impedancia de entrada que ve V_{BB}. $\simeq R_B + (\beta+1) R_E$ V_{BB} también ve R_E, y multiplicada por β.

Impedancia entrada

Malla de Salida (≡ hallar RCCS)

KVL: $V_{CC} = I_{CQ} R_C + V_{CEQ} + I_E R_E$; $I_E = \left(\frac{\beta+1}{\beta}\right) I_C$

($V_{CC} = 9V$, $R_C = 1k$, $V_{CEQ} = ??$, $R_E = 6'2k$)

$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ $\quad I_E = (\beta+1) I_{BQ}$

$V_{CEQ} = -I_C \left(R_C + \frac{\beta+1}{\beta} R_E\right) + V_{CC} = -8'16V < 0$ $\quad$ $V_{CEQ} < 0 \Rightarrow SAT$

No es posible en activa.

Como no puede estar en activa, diremos que está en saturación

Por tanto hay que recalcular. La I_{BQ} no es válida en SAT. debido a la β. $I_{BQ} = \frac{\dots}{\dots - (\beta+1) \dots}$

→ Calculemos en sat. EN SAT la β no puede aparecer en los cálculos.

2 ec. con 2 incog.

KVL2: $V_{CC} = I_{CQ} R_C + V_{CE\,sat.} + (I_C + I_B) R_E$ ($V_{CE\,sat.} = 0'2V$; $I_{EQ} = I_{BQ} + I_{CQ}$)

KVL1: $V_{BB} = I_{BQ} R_B + V_{BE\,act.} + (I_C + I_B) R_E$ ($V_{BE\,act.} = 0'7V$)

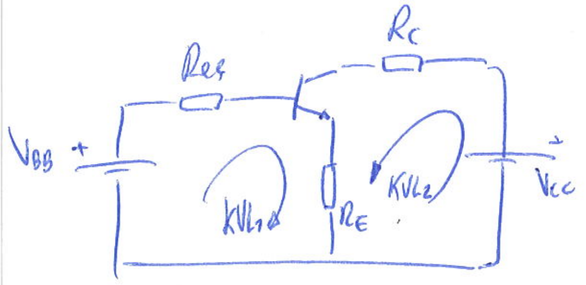
Sólo JE está en activa

Resolviendo el sistema:

$I_{BQ} = 0'461mA$ → Vemos que es mayor a $0'285mA$ es normal.

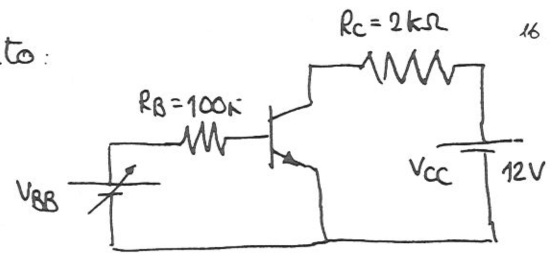
$I_{CQ} = 7'257mA$ $\quad$ Vemos; $I_C \neq \beta I_B$

$I_{CQ} < \beta I_{BQ} \Rightarrow$ estamos en SAT.



16

* EJEMPLO: Dado el siguiente circuito:



1) Determinar las zonas de funcionamiento del transistor en función de V_{BB}.

2) Representar I_B, V_{BE}, I_C, V_{CE} en función de V_{BB}.

$V_{BE\,act} = 0{,}7\,V$
$V_{CE\,sat} = 0{,}2\,V$
$\beta = 200 \quad I_{CBO} \simeq 0$

3) Estudiar la respuesta a una entrada V_{BB} digital, comprendida entre 0 y 5V.

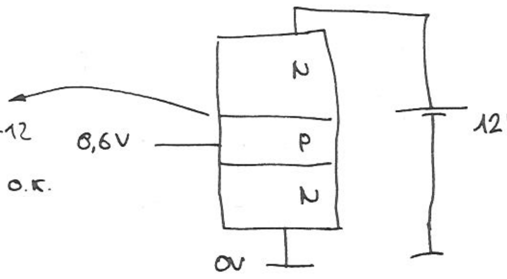
4) Estudiar la respuesta a $V_{BB}(t) = 2{,}2V + A\sin\omega t\ V$

---

1) La característica de entrada simplificada es:

Por lo tanto: $V_{BB} < 0{,}7\,V \Rightarrow$ CORTE

Comprobación del estado de la unión colector-emisor:



$V_{Jc} = 0{,}6V - 12$
$V_{Jc} < 0 \Rightarrow$ o.k.

- Si $V_{BB} > 0{,}7 \Rightarrow$ | BJT en activa
  | ó
  | BJT en saturación

En saturación, tendremos: $V_{CE} = 0{,}2\,V \equiv V_{CE\,sat}$
$I_C < \beta I_B$

proceso: $V_{CE\,sat}$ fija $I_{C\,max} \Rightarrow I_{B\,max} \Rightarrow V_{BB\,max}$

1

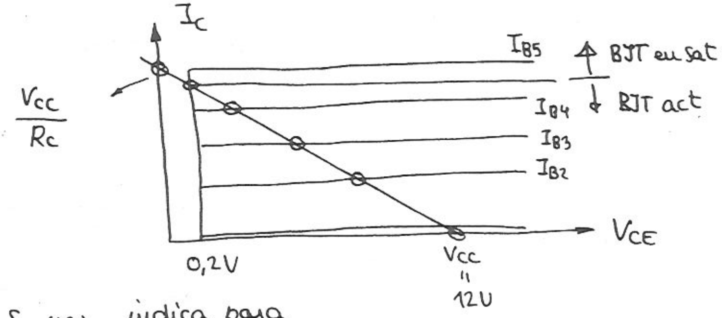
$$I_{C\,max} = I_{C\,sat} = \frac{V_{CC} - V_{CE\,min}}{R_C} = \frac{12 - 0{,}2}{2k} = 5{,}9\,mA$$
($V_{CE\,min} = V_{CE\,sat}$)

$$I_{B\,max} = \frac{5{,}9\,mA}{200} = 29{,}5\,\mu A \Rightarrow V_{BB\,max} = V_{BE\,act} + I_{B\,max} \cdot 100\,k\Omega$$
($200 = \beta$, $100\,k\Omega = R_B$)

$V_{BB\,max} = 3{,}65$

$V_{BB} > 3{,}65 \Rightarrow$ BJT en saturación.
$V_{BB} < 3{,}65 \Rightarrow$ " " activa.

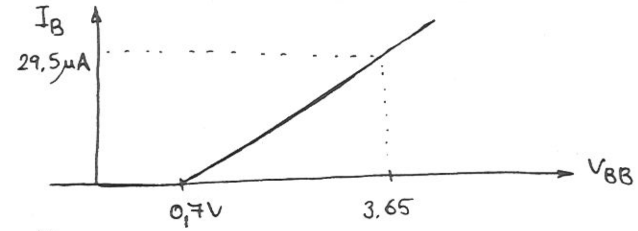
- Gráficamente:



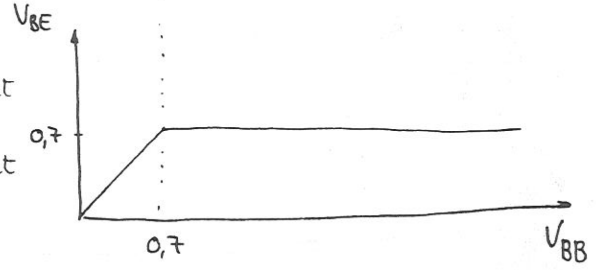
La R.C.C.S nos indica para qué margenes de I_B, el BJT está en sat/activa.

2) Representación de I_B, V_{CE}, I_C, V_{CE}:

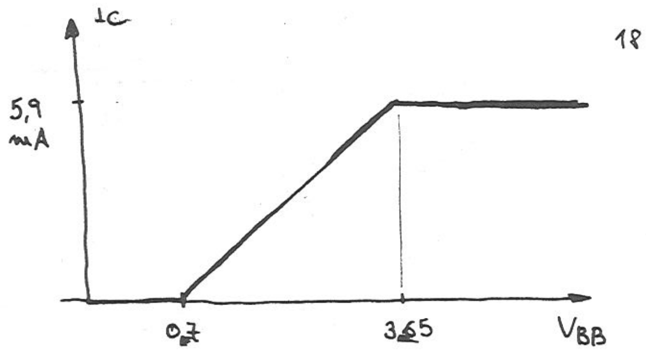
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE\,act}}{R_B}$$



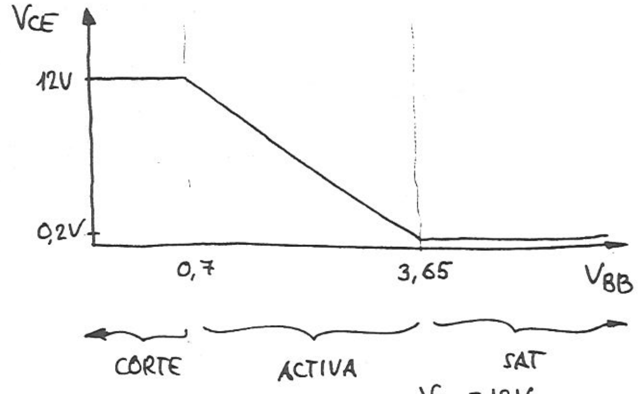
$$V_{BE} = \begin{cases} V_{BB} & \text{si } V_{BB} \leq V_{BE\,act} \\ 0{,}7 & \text{si } V_{BB} \geq V_{BE\,act} \end{cases}$$
($0{,}7 = V_{BE\,act}$)



$I_C = \begin{cases} 0 & \text{en corte} \quad V_{BB} < 0{,}7 \\ \beta I_B & \text{en activa} \quad 0{,}7 < V_{BB} < 3{,}65 \\ I_{Csat} & \text{en satur.} \quad V_{BB} > 3{,}65 \end{cases}$



$V_{CE} = \begin{cases} 12V & \text{en corte} \\ 12V - R_C \cdot I_C & \text{en act} \\ 0{,}2\ V & \text{en sat} \end{cases}$

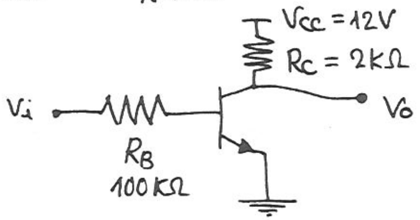


$V_{CE\,act} = 12V - 2k \cdot \beta I_B =$

$= 12V - 2k \cdot 200 \cdot \dfrac{V_{BB} - 0{,}7}{100k} =$

$= 14{,}8 - 4V_{BB}$

3) El circuito utilizado es:

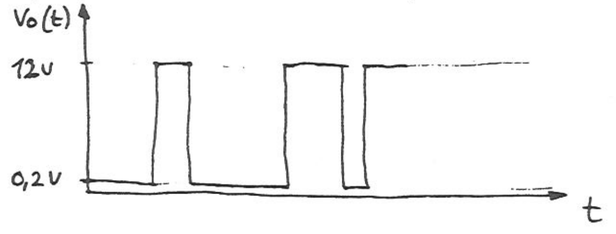


Una entrada digital cualquiera:

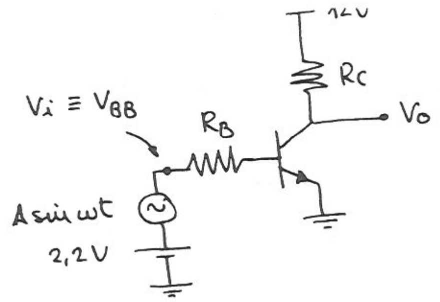
} $V_i > 3{,}65 \Rightarrow$ BJT en sat $\Rightarrow V_o = V_{CE\,sat} = 0{,}2V$

{ $V_i < 0{,}7 \Rightarrow$ BJT cortado $\Rightarrow V_o = V_{CC} = 12V$

Proporciona la señal invertida en la salida:



4) El circuito es:



a) $A = 0 \Rightarrow V_i = 2{,}2\ V \Rightarrow$ | BJT activo

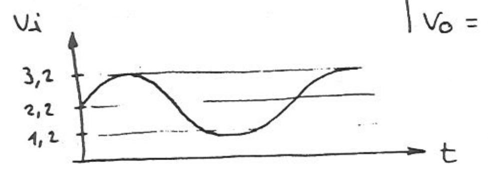
$V_o = 14{,}8\ V - 4 \cdot V_{BB} = 6V$

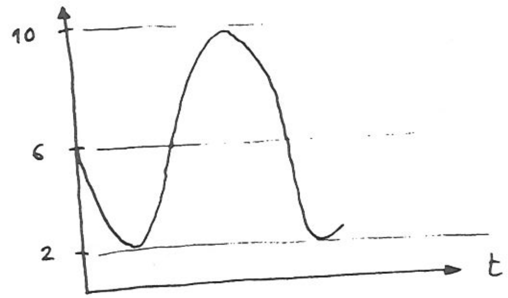
b) $A = 1V \Rightarrow V_i = 2{,}2 + 1\sin\omega t \Rightarrow 0{,}7 \leq V_{BB} \leq 3{,}65 \Rightarrow$

$\Rightarrow$ | BJT siempre activa

$V_o = 14{,}8 - 4V_{BB} = 6 \mp 4\sin\omega t$

La componente alterna se amplifica, y se invierte.

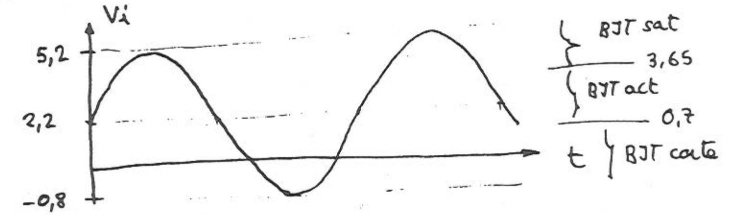


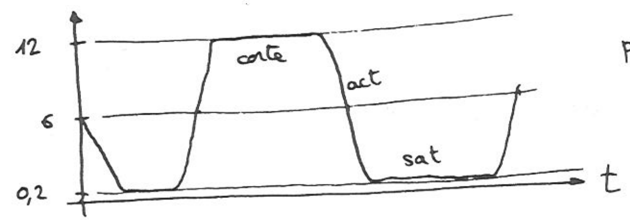


$A_V = \dfrac{\Delta V_o}{\Delta V_i} = -4 = \dfrac{\partial V_o}{\partial V_{BE}}$

↳ Ganancia de tensión.

c) $A = 3V \Rightarrow V_i = V_{BB} = 2{,}2 + 3\sin\omega t$





Pérdida de linealidad.